



TITLE:

デジタル制御用機器およびその  
駆動装置に関する研究(  
Dissertation\_全文)

AUTHOR(S):

後藤, 達生

---

CITATION:

後藤, 達生. デジタル制御用機器およびその駆動装置に関する研究. 京都大学, 1969, 工学博士

ISSUE DATE:

1969-03-24

URL:

<https://doi.org/10.14989/doctor.r1402>

RIGHT:

デジタル制御用機器および  
その駆動装置に関する研究

後 藤 達 生

デジタル制御用機器および  
その駆動装置に関する研究

DOC
1968
9
電気系

# 目 次

第1章 序 論 .....	4
1.1 序 論 .....	4
1.2 本論文の概要 .....	10
第2章 三相ステップモータとその駆動装置 .....	13
2.1 緒 言 .....	13
2.2 サーボ用ステップモータの構造 .....	14
2.2.1 ステップモータの原理と分類 .....	14
2.2.2 回転子極構造の検討 .....	15
2.2.3 構造の設計的検討 .....	25
2.3 応答特性の評価 .....	32
2.3.1 インディシャル応答 .....	32
2.3.2 2ステップ応答と安定動作条件 .....	39
2.3.3 連続応答 .....	46
2.4 等価十二相駆動方式 .....	52
2.4.1 三相ステップモータの主な駆動方式の分類 .....	52
2.4.2 相数、極数と応答特性の関係 .....	56
2.4.3 等価十二相駆動方式の原理と構成 .....	58
2.4.4 等価十二相駆動方式による特性 .....	62
2.5 ステップモータの選定法 .....	67
2.5.1 ステップモータの応答と動トルクの関係 .....	67
2.5.2 動作周波数の選定 .....	69
2.6 結 言 .....	73
第3章 二相ステップモータ .....	74
3.1 緒 言 .....	74
3.2 二相ステップモータの構成 .....	75
3.2.1 構造および動作原理 .....	75
3.2.2 駆動方式 .....	78
3.3 動特性の解析 .....	81



3.3.1	一般式の誘導	81
3.3.2	インディシャル応答	86
3.3.3	定常追従特性	92
3.4	動特性の実験的検討	97
3.5	一方向回転ステップモータの特性改善	99
3.6	二相ステップモータと三相ステップモータの比較	104
3.7	結 言	105
第4章	三相誘導電動機のステップ駆動方式	107
4.1	緒 言	107
4.2	動作原理ならびに駆動方式の分類	108
4.2.1	動作原理と回路構成	108
4.2.2	駆動方式の分類	111
4.3	動特性の解析的検討	112
4.3.1	基本方程式の誘導	115
4.3.2	瞬時トルク ( Impulsive torque ) の解析	123
4.3.3	磁界ベクトルの時間に対する軌跡	131
4.3.4	特性の実験的検討	135
4.3.5	トルク・速度特性	139
4.4	Impulsive Drive の制御装置	143
4.4.1	V3V 駆動方式の改良	143
4.4.2	タコメータを速度検出器として用いたアナログサーボ系	146
4.4.3	光電変換型角度検出器を用いたデジタルサーボ系	150
4.4.4	Stepwise drive 法	153
4.4.5	逆転制御	157
4.5	結 言	159
第5章	数値制御装置への応用	161
5.1	緒 言	161
5.2	帰還型デジタルサーボ	162
5.3	二相ステップモータを用いた時分割多重化数値制御装置	168
5.4	誘導電動機のステップ駆動方式による位置決め装置	170

5.5	パワステップモータの駆動装置の簡略化	174
5.6	結 言	179
第6章	デジタル制御用機器の駆動素子と回路方式	180
6.1	緒 言	180
6.2	サイリスタのスイッチ特性	181
6.2.1	直流スイッチ特性	181
6.2.2	ターンオフ特性	185
6.2.3	交流スイッチ特性	187
6.3	PNPN素子を用いた遅延パルス発生回路とその応用	190
6.3.1	遅延パルス発生回路	190
6.3.2	Ge-PNPN素子によるパルス発生回路	193
6.3.3	Si-PNPN素子によるパルス発生回路	202
6.4	サイリスタの点弧回路方式	208
6.4.1	サイリスタ用点弧位相制御回路	208
6.4.2	点弧パルス分配方式	210
6.5	結 言	213
第7章	結 論	215
7.1	結 論	215
7.2	参考文献	220

# 第 1 章

## 序 論

# 第 1 章 序

## 論

### 1. 1 序 論

工作機械の数値制御をはじめ，数値制御装置には電気的なパルス列を機械の運動というアナログ量に変換するデジタル・アナログ変換部（D-A変換部）が必要である。

D-A変換部の特性は，その装置の性能，信頼度を左右するので，高精度で安定なものを小型安価に構成することが必要である。D-A変換方式としては，これまで工作機械の数値制御に関連して，デジタルサーボ方式<sup>1),2)</sup>，デジタル位相変調方式<sup>3)</sup>，ステップモータ方式<sup>4)</sup>などが開発されている。

輪かく切削用数値制御装置は，1952年に米国マサチューセッツ工科大学がその基本的な構成を開発して以来航空機工業を中心に急速な進展をみた。わが国でもこれらの状況をいち早くとらえ，基礎的な研究を開始するとともに，実用機種の開発に着手した。筆者も数値制御用デジタルサーボ系の開発に従事し，当時まだわが国では試作段階であった出力用トランジスタやフォトトランジスタを積極的にとり入れ，装置全体をトランジスタ化するとともに，低慣性のコーダ，トランジスタ直結駆動用400サイクルサーボモータに関しても，製造業者に積極的に働きかけ技術指導することによって，所要の仕様を満たすデジタルサーボ系を開発した。<sup>5),6),7)</sup> 本装置は1959年東京国際見本市で展示実演され，この種の装置へのトランジスタの適用性を確認し，多大の関心呼んだものである。おりしもデジタル計算機の実用化が緒につき，その高度の技術は広く一般のデジタル制御の分野にも影響を及ぼし始めた。そしてデジタル制御における端末処理装置として，従来のアナログ的な操作機器から一歩飛躍した新しい形のデジタル制御用機器の開発を要望する声が高くなった。

ステップモータはこのような背景のもとに，あらためて制御用機器として制御の分野に登場した。1957年米国のA.G.Thomasらは工作機械の数値制御に用いることを目的として，全く新しい構造の三相ステップモータを開発した。<sup>8)</sup> サイラトロンを用いて直接工作機械を駆動しようとしたもので，種々の問題点もあったことが報告されているが，ステップモータ自体としては三相の固定子回転子極を軸方向に配置するという，サーボ用ステップモータの基本型を与えたものである。

ステップモータ ( Step Motor. または Stepping Motor ) は , パルスモータ ( Pulse Motor ) , インクレメンタルモータ ( Incremental Motor ) , 階動電動機などとも呼ばれ , 電氣的なパルス入力を受けて構造的に定まった一定の回転角ずつステップ状に歩進する電動機である。このような電動機の原理は , そう新しいものではない。すでに 1930 年代に英国で機械的な切換えスイッチと組合わせて用いたという報告があり , また第二次世界大戦中には米国においてロータリソレノイド型のステップモータを水雷などの操舵に用いたといわれている。<sup>9)</sup> しかしながら , これらのものはいずれも現在の分野でいうソレノイドラチェット型 ( Solenoid ratchet type ) のステップモータに属し , 最高応答速度もたかだか数十 pps 以下程度のもので , サーボ機構の操作部用電動機としては適当でなかった。1957 年頃まで各種の位置決めや角度制御の分野に , いわゆる閉回路のサーボ系 ( Closed loop servo system ) がもっぱら開発されたのは , 当時のステップモータがいわばまだ回転式のスイッチにすぎず , 応答速度 , 精度の点ではるかにフィードバックサーボ系におよばなかったこと , またパルスを信号伝達の媒体とするデジタル制御技術が確立されていなかったこと , などの理由によると考えられる。

わが国では 1958 年 , 東京大学生産技術研究所において開発された一方向回転式ステップモータ ( 逆転止め機構付き ) が約 60 pps まで動作したことが報告され , 高速度カメラによるステップ応答の観測結果が示された。<sup>10)</sup>

また , 帰還型デジタルサーボ系の操作器としてステップモータを用い , 可逆計数回路を偏差パルスの蓄積回路として用いることによって , ステップモータの応答をおぎなうことにより 250 pps 程度まで動作させ得たことが報告されていた。<sup>11)</sup>

しかしながら , ステップモータが前述したデジタルサーボ系に完全にとってかわれるためには , パルス列の入力によって一定の回転角だけ歩進し , 指定の位置に正確に停止できるというステップモータ本来の機能はむろん , 毎秒 500 パルス程度の連続パルス列に対して忠実に始動し追従すること , それ以下のいかなる周波数のパルス列に対しても安定に動作すること , 瞬時逆転が可能なこと , などのかなり苛酷な仕様を満たさなければならない。

1959 年頃からこのようなサーボ用高速可逆ステップモータの開発が内外各方面で進められ , <sup>12), 13)</sup> 駆動方式の工夫もされ始めていた。<sup>14)</sup> しかしながら , 当時まだステップモータの構造と特性の関係 , 特に動特性に関する研究はほとんどなく , 単に従来の低速ステップモータの延長としてとらえられているにすぎなかった。したがって , ステップモータ特

有の乱調現象に対しても効界的な対策がなく、安定に動作する周波数範囲はかなり限られたものとなっていた。

筆者はこのような情勢において高速ステップモータの基礎的研究の必要性を痛感し、その開発に着手した。まず磁極構造および極数をトルク慣性比の観点から検討し、慣性モーメントをますことなく、発生トルクを大きくできる構造として環状の固定子巻線を各極に共通に巻回した三相ステップモータを試作し<sup>※</sup>、応答を飛躍的に高めることができた。<sup>15)</sup> 本構造は現在市販されているほとんどのステップモータに生かされ、高速ステップモータに適したものであることをうらづけている。

また、動特性に関してはステップモータのインディシャル応答について検討し、2ステップ目の応答を考えることによって、乱調現象の原因を説明した。<sup>16)</sup> さらにステップモータが乱調なく動作するための条件を安定動作角範囲として求め、<sup>17)</sup> ステップモータの相数、極数および駆動方式などとの関係をあきらかにした。<sup>18), 19)</sup> これはサーボ用のステップモータにおける重要な設計指針を与えたもので、実用化を促進する要因となっている。

インディシャル応答の研究はその後多くの研究者によってとりあげられたが、<sup>20), 21)</sup> いずれもかなり大胆な仮定をおいているにもかかわらず、相当複雑な式になり実用には不便なものであった。筆者はステップモータのインディシャル応答が遅れをもった二次系の応答で近似できることを示し、これをもとに三相ステップモータの動特性を動作する周波数によって「インディシャル応答」、「2ステップ応答」、「連続応答」にわけて解析し、全周波数範囲での動特性を説明することができた。<sup>22)</sup> 従来ステップモータの連続動作状態における挙動についてはほとんど知られていず、単に入力パルス列に対して偏差なく追従できるといった程度の認識しか持たれていなかった。しかしながら、ステップモータが計算機の入出力装置、たとえば光電テープ読取り機のテープ送り電動機などとして用いられるようになると、安定動作角範囲内での振動自体が問題になってくる。筆者が行なった連続動作状態におけるステップモータの動作解析は、このような分野におけるステップモータの選定基準をあたえ問題解決のための指針となっている。

サーボ用ステップモータも最近では、一応商品として十分使用にたえるものが各社で開発され、その種類もかなり揃ってきたように思われる。このように使用目的に応じて、適  
~~~~~

※ 日本特許登録No 310229号

宜選択できる状態になってきているにもかかわらず、まだ広く普及しているとはいいがたく、特定の分野で用いられているにすぎない。現在、市場にあるステップモータは、開発時に比べれば、特性的に格段の進歩をとげている。しかしながら、ステップモータの特性は駆動法、負荷などによって大幅に変わることには注意しなければならない。カタログなどに記載されている仕様値のうちの大部分のものは参考値程度の性格のものである。

筆者はステップモータの特性のうち基本的な量は、静トルクの最大値、回転子の慣性モーメント、構造的にきまる1ステップの回転角度、および参考値として無負荷始動周波数であると考えている。ステップモータを用いたとき、どのような総合特性となるかは、駆動しようとする負荷の種類大きさ、およびパルスの周波数範囲によってかなり大幅に変わる。このようなことがステップモータの選定を困難にし、数々の利点にもかかわらず応用分野を狭くし、十分使いこなされていない原因と考えられる。ステップモータの静トルクと実際に負荷として駆動できるトルクの大きさの関係、負荷の種類大きさと許容動作周波数の関係などについては、カタログなどに断片的な実測値が散見されるだけで基本的な考え方はあまりあきらかでなかった。これについても検討を行ない、実用的な選定基準を与えている。<sup>23)</sup>

デジタル制御技術が広い工業分野に浸透するとともに、より高度の自動化、高速化が要求され、ステップモータに対する仕様も、当初0～1000 pps程度の動作周波数であったものが、最近では0～2000 pps ないしはそれ以上の周波数で始動し、安定に動作することが要求される場合が生じてきた。筆者はこのような要求に応えるものとして、三相ステップモータの等価十二相駆動方式を開発した。<sup>24)※</sup> 本駆動法は前述の安定動作角範囲を駆動方式により拡大し、見かけ上の応答をあげたものである。三相ステップモータの駆動方式のうち最も基本的な一相励磁駆動方式で500 pps程度までしか始動できないステップモータを用いて、本等価十二相駆動方式では0～2000 pps まで、あらゆる周波数で安定に始動させることができ、従来のいかなる駆動法よりも高速駆動に適したものであることを実証した。

一方、用途によってはステップモータが小型であること、および駆動回路ができるだけ簡単であることがとくに要求され、しかも安定に動作する必要のある場合がある。同じ性

~~~~~  
※ 日本特許登録No 429279, 429287, 452926号

能であるならば，小型で簡単な装置であることが望ましいのは論をまたない。

従来，この種のサーボ用ステップモータは三相以上を必要とすると考えられ，そのために駆動回路が複雑になっていた。筆者はこれらの常識を破って，構造的には二相でも駆動方式との協調をとることにより，前述した安定動作条件を満たすステップモータが可能であることを見出し，このような二相ステップモータおよび駆動方式を開発した。<sup>25)</sup>※ ステップモータ自体小型になり，駆動回路も大幅に簡略化するとともに，動作そのものが原理的にいわゆる Posicast 補償になっていて，インディシャル応答は減衰のきいた理想的な応答になる。<sup>26), 27)</sup>先に述べた三相ステップモータの等価十二相駆動方式が安定動作角範囲を広げることにより安定化したのに対し，本ステップモータはステップ応答自体を行き過ぎ逆戻りの少ないものにするることにより，安定動作条件を満たしうるようにしたものである。

本二相可逆ステップモータは数値制御輪かく切削工作機械用 D-A 変換部として十分安定に動作し，この種の装置の簡略化に寄与しうることを確認した。<sup>4)</sup>

一方，数値制御位置決めは，輪かく制御より遅れて開発が開始されたにもかかわらず，急速に実用化と普及が進み，1963 年の American Machinist の調査によれば，米国における数値制御工作機械の約 80% は位置決めが占めていることを報告している。<sup>28)</sup>

このように急速な開発が行なわれた位置決め装置も，その駆動部の構成は旧態依然としており，たとえば早送りは誘導電動機により駆動し，最終位置決めは，直流電動機を用いたアナログサーボ系によるというような 2 台の電動機を用いる方式が多く，数値制御なるがゆえに特徴のある駆動法は，前述したステップモータ以外にはあまり開発されていない現状である。

ステップモータも直接機械を駆動する出力用としては，負荷によって特性がかわり使用可能な範囲に制限があること，および電源装置が大きくなり経済性において他の方式に対する利点が損なわれてくるなどの問題があった。筆者はこのような用途に対して，ステップモータの駆動パルスの周波数によって電源電圧を制御し，広い周波数範囲にわたって所定のトルクを出せるようにするとともに，位置決め装置の偏差に相当する信号の大きさによって，この入力パルス周波数自体をも調整することによって，この種の装置をある程度

~~~~~  
※ 日本国特許登録 No 407400，407403，450240 号，米国特許 No 3327191 号



簡略化し、信頼度をあげることができることを提案した。<sup>29)</sup>※ しかしながら、それでもなお位置決め装置が対象とするある限られた負荷に対して適用しうるにすぎない。

筆者は数値制御位置決め装置が変速機としての性格と、目標位置に正確に停止させるという高精度の位置サーボとしての性格を併せ持ち、これらが数値制御というサンプル値制御系として動作している点に注目し、これらの条件を満足する駆動部の開発を試みた。このようにして考案したのが三相誘導電動機のステップ駆動方式で、Impulsive Drive と名付けた。<sup>30), 31), 32), 33)</sup>

家電品から産業用にいたるまで、半導体素子による電動機の制御は時代のすう勢になっている。その大部分のものは電動機を一定の回転速度で駆動するために、交流電源により通電角制御したり、直流電源によりチョッパ制御しているもので、連続的な速度の制御を行なうことを目的としている。三相誘導電動機のステップ駆動方式は、これらの駆動法とは趣旨目的を全く異にし、高速駆動と微低速駆動という両極端を、安価な電動機を用い、簡単な駆動装置で行なうために独自に考案したものである。\*\*\*このような過渡トルクを積極的に用いた電動機の駆動法は筆者によって先べんをつけられたが、その後世界各国においても同様の目的をもった開発が進められ、報告が散見されるようになったことは注目に値する。<sup>36), 37), 38)</sup>

最初筆者が本駆動法を昭和40年の電気四学会連合大会の席上で報告した際、「このような駆動法で果して電動機が動くだろうか」という疑問が多く出された。従来の電動機駆動の常識からすれば、到底考えられないことであったことを意味している。そしてサイリスタという速応性のある電力スイッチ素子の開発があってこそはじめて可能となった駆動法である。

ステップモータは1ステップの回転角が固定で、その入力パルスの周波数をかえることによって、見かけ上の回転速度を制御しうるのに対し、誘導電動機のステップ駆動方式は、駆動周波数は電源の周波数ないしはそれ以下の一定周波数であり、点弧角をかえることにより1ステップの回転角の大きさを連続的にかえることができるものである。最少0.1°程度の微少回転角をうることも可能であり、これは極構造により制限をうけるステップモータでは到底うることのできない微少回転角である。

~~~~~

※ 日本国特許登録No.486063号

\*\*\* 日本国特許登録No.488316号

本駆動法は駆動回路が簡単であるということも大きな特徴である。したがって、この成果は単に数値制御位置決め用操作器にとどまらず、非常に大きな変速比をもつ電動機として、また微少回転角のインテグレーションができる電動機として、さらには微低速制御用電動機としての適用が考えられ、その応用分野は急速に拡がりつつある。<sup>39),40),41)</sup>

## 1.2 本論文の概要

本論文は以上の研究結果を「デジタル制御用機器、ならびにその駆動装置」としてまとめたもので、全7章からなっている。

第2章は三相ステップモータの動特性に関する理論的実験的研究である。

まず高速ステップモータに適した極構造について考察し、環状巻線を用いた新しい構造を提案している。

次に、ステップモータの動特性を、動作する周波数によってインディシャル応答、2ステップ応答、連続応答として解析的に検討し、乱調の原因、安定動作条件、動トルクなどに対する考え方をあきらかにしている。また、相数と応答特性の関係について考察することにより、相数の大きいステップモータの特徴を説明して、三相ステップモータの等価十二相駆動方式を提案している。

最後にステップモータの選定法について考察を加え、選定基準を与えている。

なお、本章での成果は、第5章で述べる出力ステップモータの開発にもつながり、さらに第4章で述べる誘導電動機のステップ駆動方式を生む素地となったものである。

第3章は二相ステップモータについての研究である。

従来、両方向回転ステップモータは永久磁石を用いない限り三相以上を必要とすると考えられていたが、構造的には二相でも駆動方式と協調をとることによって、安定動作条件を満たすステップモータが可能であることを見出した。

まず、このような二相可逆ステップモータの動作原理、駆動法を説明し、ステップモータが小型になり、駆動回路が簡略化することを示す。次に、一般的な型で運動方程式を誘導し、これをもとにインディシャル応答、連続応答について詳細な検討を行なっている。また、本ステップモータの1ステップ動作中に行なわれる励磁状態の切換え時間について考察し、最適切換え時間の選定法をあきらかにする。そしてこのような切換え時間を用い

れば、相当高いパルス周波数まで動的な回転角精度のよいステップモータであることを示す。なお、本二相可逆ステップモータは第5章で説明するように、時分割多重化輪かく制御装置として、その特徴を発揮した。

最後に第2章、第3章で得られたステップモータの安定動作に対する条件を、一方向回転ステップモータに適用し、その特性を改善した結果について述べている。

第4章は三相誘導電動機のステップ駆動方式に関する研究である。

本駆動法は従来の常識を破った全く新しい電動機の駆動法であり、大電流スイッチに適したサイリスタと電動機の過渡現象を用いたものである。まず、このような駆動法における発生トルクの理論的究明を行ない、本駆動法に適した駆動方式、および電動機仕様をあきらかにして、実用化指針を与えている。

また、本駆動法の発生トルクが正負のパルス状トルクになることを説明するために、各駆動方式における固定子磁界ベクトルの時間に対する軌跡を示し、これらの現象の直観的な理解を容易にする工夫を行なった。

次に、実験によって発生トルクを観測し、本駆動法が十分実用しうるものであることを確認した。そして最後にこのような過渡トルクを用いる電動機の制御法についていくつかの提案を行ない、将来のより広い応用への布石としている。

なお、本駆動法は第5章で述べるように、位置決め装置用駆動装置などとして満足に動作し、装置の簡略化に役立ったことを確認している。

第5章は上述したデジタル制御用機器を用いた数値制御装置の開発に関する研究である。

まず、輪かく制御装置としては、全トランジスタ化デジタルサーボ系によるものと、第3章でのべた二相可逆ステップモータによるものについて説明している。特に後者は装置全体が時分割多重化され、二相ステップモータの特徴を生かして大幅な簡略化を実現したものである。

次に、位置決め制御装置として、第4章に述べた誘導電動機のステップ駆動方式によるものと、出力用ステップモータによるものについて説明している。

第6章はデジタル制御用機器の駆動素子と回路方式に関する研究である。

出力用ステップモータの駆動は、直流電源に接続したサイリスタの直流スイッチ作用によって行ない、その電源は交流電源よりサイリスタの交流スイッチ作用により整流して得ている。また、三相誘導電動機のステップ駆動は、三相交流電源をサイリスタの交流スイ

ッチ作用によりパルス的に加えることによって行なっている。このようにデジタル制御用機器の駆動装置の開発に際しては，誘導性負荷時におけるサイリスタのスイッチ特性，ならびにサイリスタの点弧回路に関する研究が必要である。

本章では，サイリスタのスイッチ特性を実験的に検討し，所要ゲート点弧パルスの仕様に対する考え方をあきらかにする。また，PNPN素子による点弧パルス発生回路を開発し，温度補償，および出力パルスの波形改善の問題を中心に検討している。<sup>42),43)</sup>そして最後にこれらの点弧パルスを各サイリスタへ印加する新しい点弧回路方式を提案し，この種の装置を簡略化できることを示している。<sup>44),45)</sup>

第7章では本論文全体にわたる成果と結論を要約して述べる。

以上の内容は，いずれも電気学会雑誌，電気四学会連合大会，電気学会東京支部大会，計測と制御，計測自動制御学会学術講演会，自動制御部会シンポジウム，自動制御連合講演会，制御工学，および国際自動制御連合（IFAC）などを通じて公表し，広く批判をうけたものである。また，これらの成果の主なものは，内外における特許として登録されその新規性を実証している。

## 第 2 章

### 三相ステップモータとその駆動装置

## 第2章 三相ステップモータとその駆動装置

### 2.1 緒 言

ステップモータは回転角制御回転機で、1個の入力パルスにより一定の角度回転し、その位置に正確に停止するので、回転角をパルス数で、回転角速度を毎秒のパルス数で指令することができる。したがって、ステップモータを用いるとD-A変換器を開回路で構成でき、全装置の簡単化と精度の向上に役立つ。

本章ではまずサーボ用の高速ステップモータに適した極構造を検討し、設計諸元と特性の関係について定性的な概観を与える。

次に、ステップモータの応答特性を解析的に検討し、駆動法との関連において、安定で応答の速いステップモータの設計指針を与える。すなわち、ステップモータは加えられる入力パルスの周波数によってかなり異なった動作をするので、各周波数領域にわけて動特性を検討している。

まず、各ステップごとに振動がほとんど減衰していると考えられる低周波領域（普通0～100pps程度）では、インディシャル応答によって停止点精度、立上がり遅れ、最大行き過ぎ逆もどり振幅などを検討する。

やや周波数が高くなると（100～500pps程度）、前のステップの振動の途中に次のステップが始まることになる。したがって、2ステップ目の応答は角度ならびに角速度の初期値をもつことになり、タイミングによっては逆もどりなどの誤動作をすることになる。このような周波数領域では種々のタイミングにおける2ステップ応答を検討し、これより安定動作条件を与える。

ステップモータはいったん始動すれば、回転子の慣性モーメントのためにより高い周波数のパルスにも追従しうる。このような高周波領域（500pps程度以上）における追従特性を次々にくるパルス列に対する連続応答として検討し、定常角度偏差の大きさ、および最高動作周波数などに対する考え方をあきらかにする。

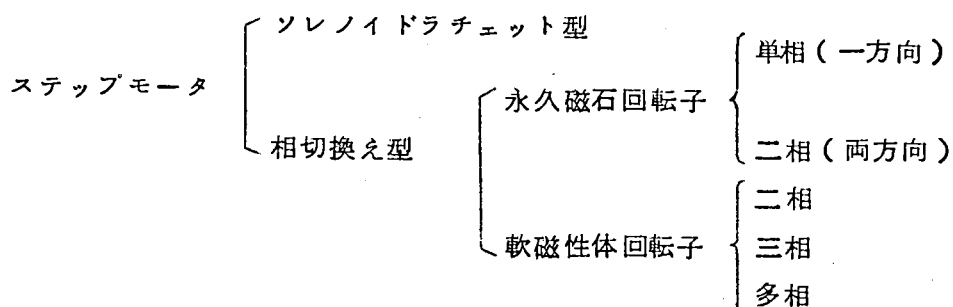
さらにこのステップモータの安定動作条件を構造との関係で考察し、相数および極数と応答特性の関係をあきらかにする。そしてこれらの検討結果をもとにして、高周波のパルス列に追従し安定に動作しうる等価十二相駆動方式を提案する。

最後にステップモータの動トルクについて考察し、負荷と特性の関係、および負荷が与えられたときのステップモータの選定法について検討する。

## 2.2 サーボ用ステップモータの構造

### 2.2.1 ステップモータの原理と分類

ステップモータはその動作原理により、おおよそ次のように分類することができる。



ソレノイドラチェット型は、ソレノイドによって鉄心を吸引するときに得られる直線的な往復運動を機械的に回転運動に変換するもので、応答速度、トルクともサーボ用としては不足である。

一方、相切換え型は回転子が永久磁石か純鉄のような軟磁性体でできているかによって上記のようにわけられるが、いずれも固定子極と回転子極の間に作用する磁気吸引力（永久磁石回転子の場合は、反発力も作用する）が平衡する位置で停止する。したがって、回転子極と固定子極の関係位置を各相について適当にずらせておき、固定子の励磁相を駆動回路によって順次切り換えれば回転運動が得られる。この種のもは機械的な接触部を持たないので応答も比較的速く、容易に両方向に回転させることができるのでサーボ用ステップモータに適している。

さらに構造的には次のような点、(1)回転子の径を小さくして慣性モーメントを減らすこと。(2)固定子の起磁力を大きくとれる構造にすること。(3)極数を増しトルクを大きくするとともに、1ステップの回転角を小さくすること、(4)励磁回路の二次回路効果を少なくすること。(5)応答を阻害しない乱調防止法を考案すること。などの諸点に注意しなければならない。

図 2.1 は筆者らが開発した三相ステップモータの模型図で、上記の高速化の条件を満た

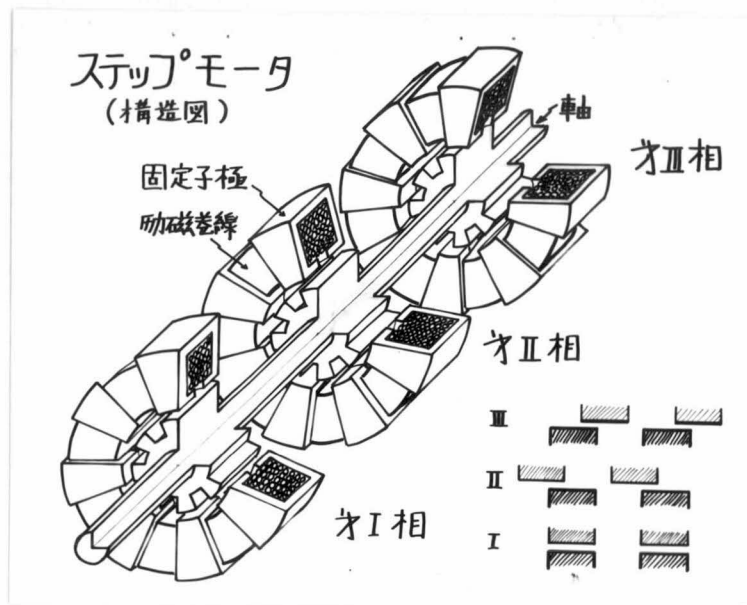


図 2.1 サーボ用ステップモータの構造

すために種々の工夫がなされている。すなわち，軸を中心に放射状に配置されたU字形鉄心群に共通に環状の巻線を巻いた固定子と，この極に対応する凸極をもった回転子とからなり，回転子極は軸方向にその極位置が一致するように配置されているが，固定子極の方は第Ⅰ相，第Ⅱ相，第Ⅲ相とそれぞれ極幅の $\frac{2}{3}$ ずつずらされている。したがって，本ステップモータをⅠ，Ⅱ，Ⅲの順序で励磁すれば反時計方向に回転し，励磁の順序を変えてⅠ，Ⅲ，Ⅱとすれば時計方向の回転が得られる。このような構造を採用することにより，構造上極数を多くすることができるのでトルク慣性比が大きくなり，巻線も環状で各極に共通であるので漏れが少なく分割励磁が容易になり，駆動方式による乱調防止がやりやすくなる。

## 2.2.2 回転子極構造の検討

回転子極が軟磁性体材料でできているステップモータの軸トルクは，電磁場が磁場の向きと直角な方向に可動鉄片を吸引する力を利用したものである。したがって，その極構造としては

- (a) 図 2.2 に示すように，固定子の極面が軸方向に空隙を介して対向するように配置し，回転子極はその間にそう入されるようにした構造
- (b) 図 2.3 に示すように固定子の極面が内周方向を向くように並置し，回転子極は軸と



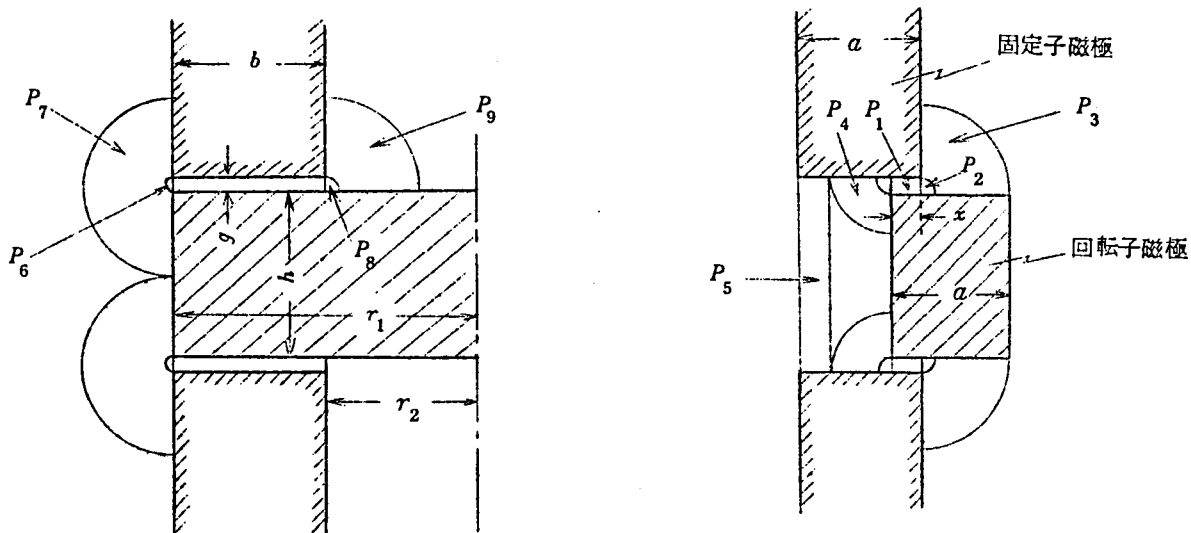


図 2.2 軸方向に空隙をもつ磁極の構造

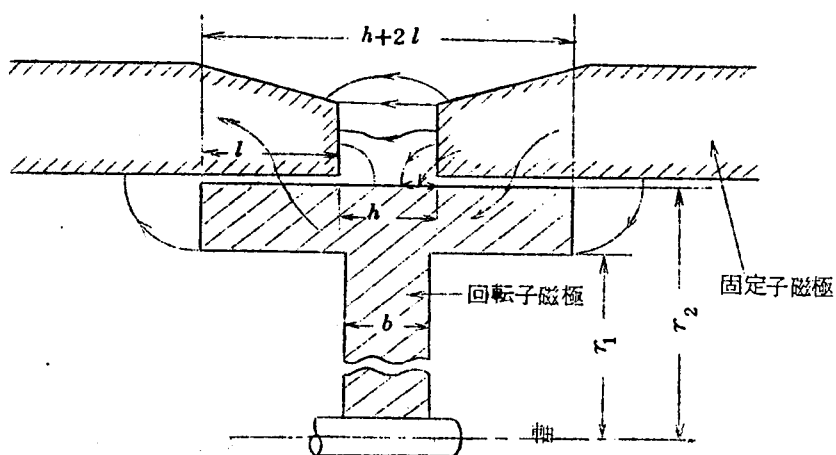


図 2.3 軸と直角方向に空隙をもつ磁極の構造

直角方向の空隙を介してこれを橋絡するように配置した構造が考えられる。いずれにしても，固定子と回転子極が対向している空隙部の磁気エネルギーによる吸引力を用いるもので，両磁極によって構成される磁路のパーミアンスが最大になる方向へ力が作用する。

図 2.2 において，磁束は磁極面に対して直角方向に出入する性質があるので，各部の磁路を図のように仮定してそれぞれのパーミアンスを求めると，近似的に

$$P_1 = \frac{\mu b x}{2 g} \quad \dots\dots (2.1)$$

$$P_2 = 0.53 \mu b \quad \dots\dots (2.2)$$

$$P_3 = \frac{\mu b}{\pi} \ln \frac{a-x}{g} \quad \dots\dots (2.3)$$

$$P_4 = \frac{\mu b}{\pi} \ln \frac{h}{g\pi} \quad \dots\dots (2.4)$$

$$P_5 = \frac{\mu b}{h} \left( a - \frac{h}{\pi} - x \right) \quad \dots\dots (2.5)$$

$$P_6 = \frac{1}{4} \times 0.53 \mu x \quad \dots\dots (2.6)$$

$$P_7 = \frac{\mu x}{2\pi} \ln \left( 1 + \frac{h-g}{g} \right) \quad \dots\dots (2.7)$$

$$P_8 = \frac{1}{2} \times 0.53 \mu x \quad \dots\dots (2.8)$$

$$P_9 = \frac{\mu x}{\pi} \ln \left( 1 + \frac{h-g}{g} \right) \quad \dots\dots (2.9)$$

と表わせる。ここで  $\mu$  は真空中での透磁率  $[H/m]$  , である。

したがって、磁気回路の空隙部分の全パーミアンス  $P$  は

$$P = \sum_{i=1}^9 P_i \quad \dots\dots (2.10)$$

となる。回転子極に作用する力は、空隙起磁力  $U_g$  を一定とすれば

$$F = \frac{1}{2} U_g^2 \cdot \frac{dP}{dx} \quad \dots\dots (2.11)$$

で与えられる。パーミアンスの変化分は主磁束による部分が最も大きく、漏れ磁束による部分はこれに比べて小さい。したがって、吸引力の大体の目安をうるには、漏れ磁束、および磁極の尖端磁束は全て無視して主磁束による部分だけを計算して求めると簡単になる。すなわち、

$$\begin{aligned} \frac{dP}{dx} &\simeq \frac{dP_1}{dx} + \frac{dP_5}{dx} \\ &= \frac{\mu b}{2g} (1-q) \quad \dots\dots (2.12) \end{aligned}$$

ただし、

$$q = \frac{2g}{h + 2g} \quad \dots\dots (2.13)$$

であるから、 $P_1$  における磁束を  $\Phi_1$ 、磁束密度を  $B_g$  とすると

$$B_g = \frac{\Phi_1}{bx} = \frac{U_g P_1}{bx} = \frac{\mu U_g}{2g} \quad \dots\dots (2.14)$$

したがって

$$F = \frac{1}{\mu} g b B_g^2 (1 - q) \quad \dots\dots (2.15)$$

を得る。漏れ磁束および磁極の尖端効果を見無視すると吸引力  $F$  は、吸引された位置  $x$  には無関係になる。実際にはこれらの漏れ磁束の影響および固定子と回転子極が完全に対向する位置の近くでの磁極の飽和のために吸引力が徐々に減少する。これは固定子回転子極によって構成される磁気回路の印加起磁力に対する磁束の飽和特性が、その回路内の最も断面積の小さい部分によってほぼきまり、たとえば、図 2.4 の実線で示すようになって、空隙部分のパーミアンスが  $P_a$

から  $P_b$  へ大きくなると鉄心の各部分が飽和し、空隙起磁力が  $U_{ga}$  から  $U_{gb}$  へ減少するためである。

飽和磁気特性を図 2.4 の破線で示すように近似し、空隙パーミアンス  $P_g$  のときの全印加起磁力  $U_t$  に対する空隙起磁力  $U_g$  の比（起磁力補正係数） $\gamma$  を  $U_t$  に対して求め

ると図 2.5 のようになる。すなわち、磁極形状が同じでも空隙長を小さくしてパーミアンスを大きくすれば  $\gamma$  が小さくなる。

図 2.6 の実線は、図 2.3 に示した形状の磁極に対して実測した  $\gamma$  の値であり、図 2.5 と傾向がよく一致している。図 2.6 の破線は、この値をもとにして、空隙長が異なる場合について求めたものである。

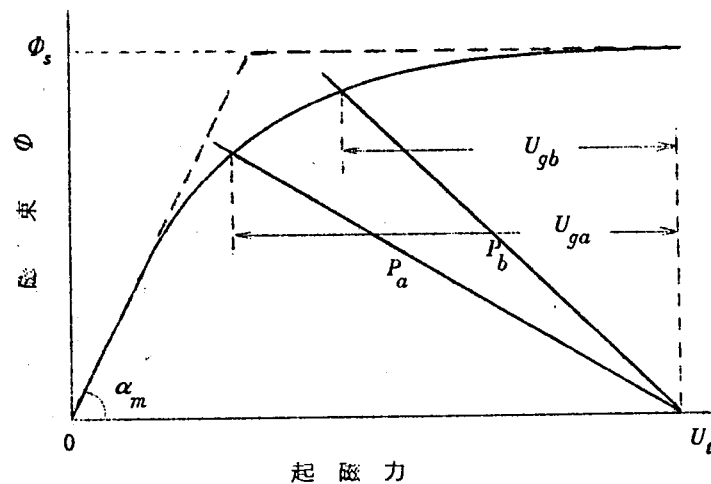


図 2.4 磁束の飽和特性と空隙起磁力の関係

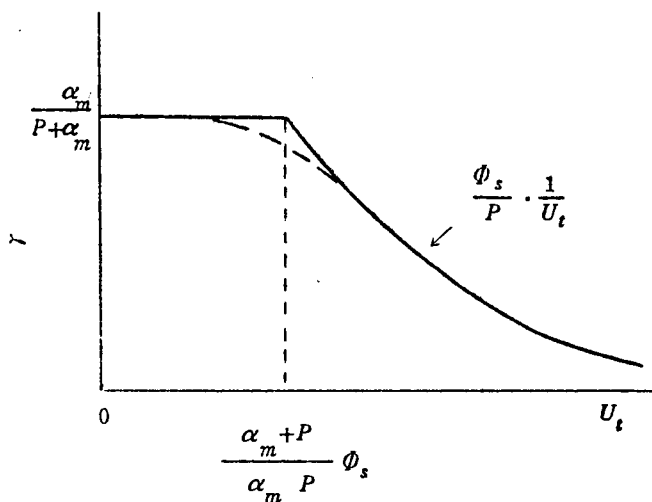


図 2.5 印加起磁力の大きさによる起磁力補正係数の変化

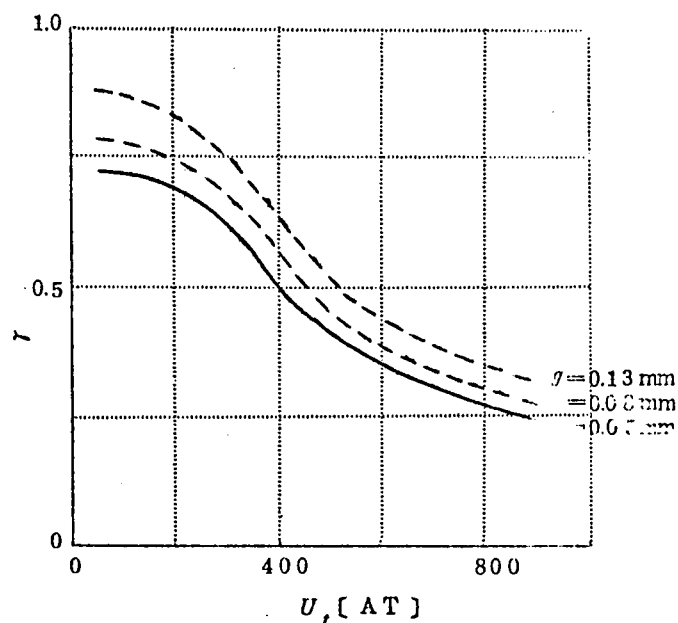


図 2.6 起磁力補正係数の実測結果

図 2.7 は空隙長の異なる種々の場合について、一つの磁極に作用する吸引力を式 (2.11) および起磁力補正係数  $\gamma$  を用いて計算したものである。同図において点で示したのは実測値である。このような方法によってステップモータの所要トルクから磁極寸法の見当をつけることができる。

この種の電磁機器の吸引力は、寸法を大きくすればいくらでも大きくできる。しかしながら、ステップモータの場合には、応答特性に関する要求から吸引力によるトルクのほかに慣性モーメントが問題になる。すなわち、回転子の単位慣性モーメント当りいだけのトルクを出す必要があるかによって設計を進めなければならない。

慣性モーメント  $J_m$  のステップモータにトルク  $T_p$  が作用したときの運動方程式は摩擦

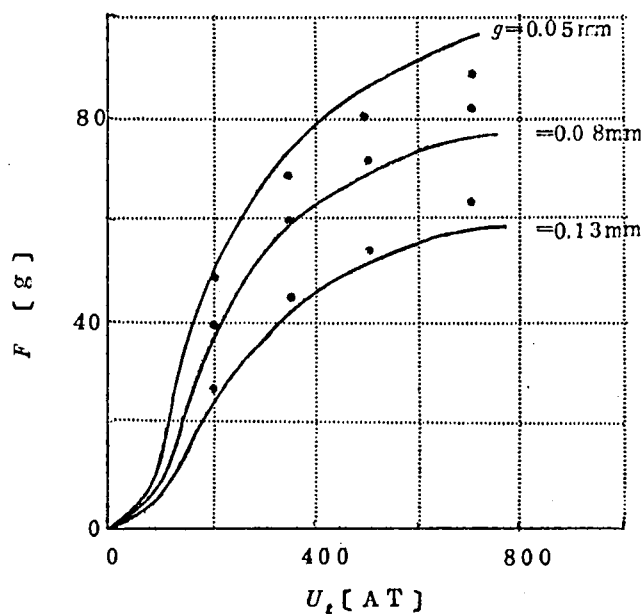


図 2.7 磁極吸引力の計算値と実測値の比較

トルクなどを無視して

$$J_m \frac{d^2 \theta}{dt^2} = T_p \quad \dots\dots (2.16)$$

と表わせる。したがって、ステップモータが始動すべき最少パルス間隔を  $t_m[s]$  , 1 ステップの回転角を  $\theta_o [\text{rad}]$  とすれば

$$T_p = 2 J_m \theta_o t_m^{-2} \quad \dots\dots (2.17)$$

となる。1 相あたり  $p$  極あるとすれば、1 極あたりの所要トルク  $T_1$  は

$$T_1 = \frac{2}{p} \theta_o t_m^{-2} \cdot J_m \quad \dots\dots (2.18)$$

となる。極数  $p$  が小さく、1 ステップの回転角  $\theta_o$  が大きくなるほど、そして  $t_m$  が小さくなるほど 1 極あたりのトルクが大きいことが必要になる。

サーボ用ステップモータの場合、一応、毎秒 500 パルスまで始動する必要があるものとして、 $t_m = 5 \times 10^{-2}$  ,  $p = 20$  に選定し、先に図 2.2 , 図 2.3 に示した磁極構造について寸法関係を検討する。

#### (1) 軸方向に空隙のある磁極配置

図 2.2 に示した磁極では式 (2.15) から

$$T_p = \frac{1}{2\mu} \cdot \frac{h g p (r_1^2 - r_2^2)}{(h + 2g)} \frac{B_g^2}{g} \quad \dots\dots (2.19)$$

$$J_m = \frac{\pi}{4} \cdot \sigma h (r_1^4 + r_2^4) \times 3 \quad \dots\dots (2.20)$$

である。ただし、 $\sigma$  は磁極材料の単位体積あたりの重量  $[\text{kg}/\text{m}^3]$  である。したがって、トルク慣性比  $\eta [\text{s}^{-2}]$  は

$$\eta = K \frac{1 - \kappa^2}{1 + \kappa^4} \cdot \frac{1}{r_1^2} \quad \dots\dots (2.21)$$

となる。ここで

$$\kappa = \frac{r_2}{r_1} \quad \dots\dots (2.22)$$

$$K = \frac{2 p g B_g^2}{3 \pi \sigma (h + 2g) \mu} \quad \dots\dots (2.23)$$

である。  $\frac{\partial \eta}{\partial r_1} = \frac{\partial \eta}{\partial \kappa} = 0$  より、 $\eta$  を最大にする  $\kappa$  の値を求めると

$$\kappa = 0.64$$

したがって

$$\eta \approx \frac{0.5K}{\eta_1^2} \quad \dots\dots (2.24)$$

となる。

$r_2 = 0.64 r_1$ ,  $g = 0.1 \times 10^{-3} [\text{m}]$ ,  $\sigma = 7850 [\text{kg/m}^3]$ ,  $B_g = 1.5 [\text{Wb/m}^2]$  とすると, 式 (2.19), (2.20) から

$$T_p = 1060 \cdot \frac{h}{h+2g} \cdot r_1^2 \quad [\text{Nm}] \quad \dots\dots (2.25)$$

$$\eta = 48.2 \cdot \frac{1}{(h+2g)r_1^2} \quad [\text{s}^{-2}] \quad \dots\dots (2.26)$$

となる。

図 2.8 の実線は回転子極の厚さ  $h$  が極の高さ  $0.36 r_1$  と同じになるようにした場合について回転子極の外径  $r_1$  と  $T_p$  および  $\eta$  の関係を計算したものである。所要トルク慣性比  $\eta$  の値は式 (2.17) より  $5.25 \times 10^4$  であるから, これをみたす  $r_1$  の範囲は図 2.8 に示すように  $13.5 \text{ mm}$  以下, すなわち  $0.2 \text{ Nm}$  程度のトルク範囲の寸法に限られる。なお図 2.8 において  $r_1$  の下限値 ( $5 \text{ mm}$ ) は回転子の外周に 20 個の凸極を加工するための工作上の制約から定まっている。

回転子極の厚さ  $h$  は, 式 (2.25) からわかるように, トルクの大きさにはほとんど関係しない。したがって, トルク慣性比を大きくするためには,  $h$  はできるだけ小さく設計することが望ましい。回転子極の機械強度などを考えると, 構造的には上述した関係が妥当であるが, なんらかの方法により  $r_1$  のいかににかかわらず回転子極の

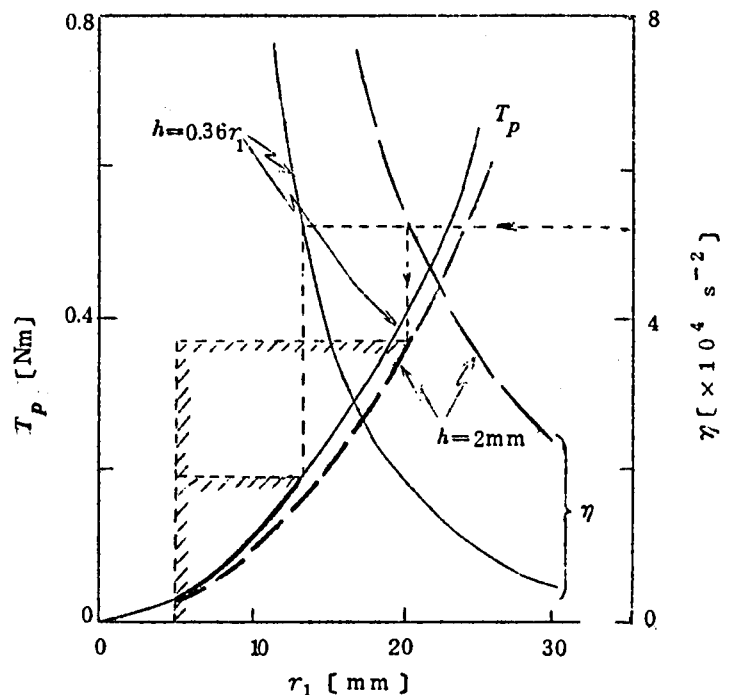


図 2.8 所要のトルク慣性比をみたす回転子半径の計算 (軸方向の空隙をもつ磁極の場合)

厚さ  $h$  を 2 mm にすることができたとすると図 2.8 の破線のようになる。すなわち、このようにしても  $r_1$  の値は 20 mm 以下、したがってトルクは 0.375 Nm 以下の寸法に限られてしまう。

## (2) 軸と直角方向に空隙をもつ磁極配置

回転子の慣性モーメントをあまり増すことなく、固定子磁極との対向面積を増す磁極配置は、図 2.3 に示したように軸方向に長い形状の磁極が軸と直角方向の空隙を介して対向するようにしたものである。この場合には

$$T_p = \frac{1}{\mu} g l r_1 p B_g^2 \quad \dots\dots (2.27)$$

$$J_m = \frac{\pi}{4} \sigma \{ (r_1^4 - r_2^4) (2l + h) + 2b r_2^4 \} \times 3 \quad \dots\dots (2.28)$$

となる。

図 2.3 の磁極形状の場合には  $r_2$  の値は直接トルクには関係せず、磁極の飽和および機械強度上許される限り大きい方がよい。

$$r_2 = 0.7 r_1, \quad h = b = \frac{l}{2}, \quad g = 0.1 \times 10^{-3} [\text{m}]$$

とすれば式 (2.27); (2.28) より

$$T_p = 3580 l r_1 \quad [\text{Nm}] \quad \dots\dots (2.29)$$

$$\eta = 884 \frac{1}{r_1^3} \quad [\text{s}^{-2}] \quad \dots\dots (2.30)$$

となる。

図 2.9 は磁極の長さ  $l$  をパラメータとして回転子極の外径  $r_1$  と  $T_p$  および  $\eta$  の関係を計算したものである。所要のトルク慣性比  $5.25 \times 10^4$  をみたす  $r_1$  の範囲は 12 mm 以下に限られるが、 $l$  の選定によって 0.8 Nm 以上のトルクをだすステップモータでも設計することができる。なお、図 2.9 において太い線で示した部分は、回転子極の構造的な制約として

$$r_1 \geq \frac{l}{2}, \quad r_1 > 5 [\text{mm}]$$

の関係をみたす範囲を示したものである。トルクの大きいものから小さいものまでかなり自由に設計可能な構造であることがわかる。

最後に極数および極幅とトルクの関係につて述べる。

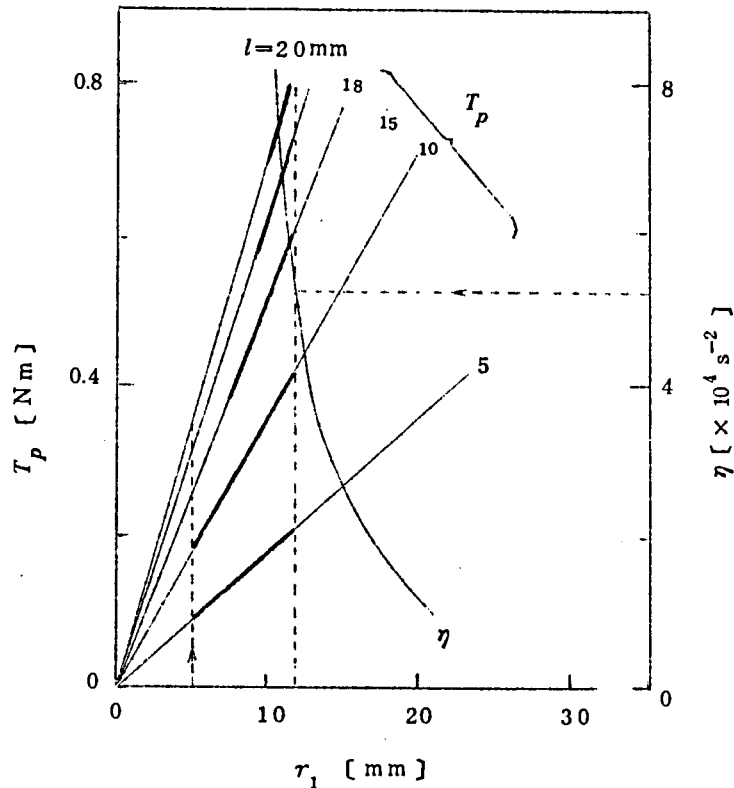


図2.9 所要のトルク慣性比をみたす回転子半径の計算  
(軸と直角方向の空隙をもつ磁極の場合)

式(2.27)などからもあきらかなように、最大トルクは極数 $p$ にほぼ比例して大きくなる。図2.10は磁極の形状、半径などは同じで極数のみを20極と40極にかえたときのトルクを比較したものである。磁極対向面積が等しくなるような角位置、すなわち40極ステップモータの平衡点から $3^\circ$ 移動した位置におけるトルクは、20極ステップモータの平衡点から $7.5^\circ$ 移動した位置におけるトルクのほぼ2倍になっている。

回転子極の極幅が固定子極の極幅より小さい場合にも、両磁極の対向面積が回転子極の変位に対してかわるような角位置では、極数が増した場合と同様の理由で1極あたりのトルクの大きさはあまりかわらない。したがって、回転子の極幅を固定子極より若干小さくしても最大トルクの値はあまり減ることはない。両磁極面が完全に対向するような角位置では、変位に対して主磁束はかわらず、漏れ磁束によるトルクだけが回転子極の中心を固定子極の中心へあわせるような方向に働く。したがって、このような角度範囲でのトルクは非常に小さい。また、両磁極面が全然対向面をもたない角位置でも、同様にして漏れ磁束によるトルクだけとなるからトルクは急減する。図2.11は同一のステップモータで回



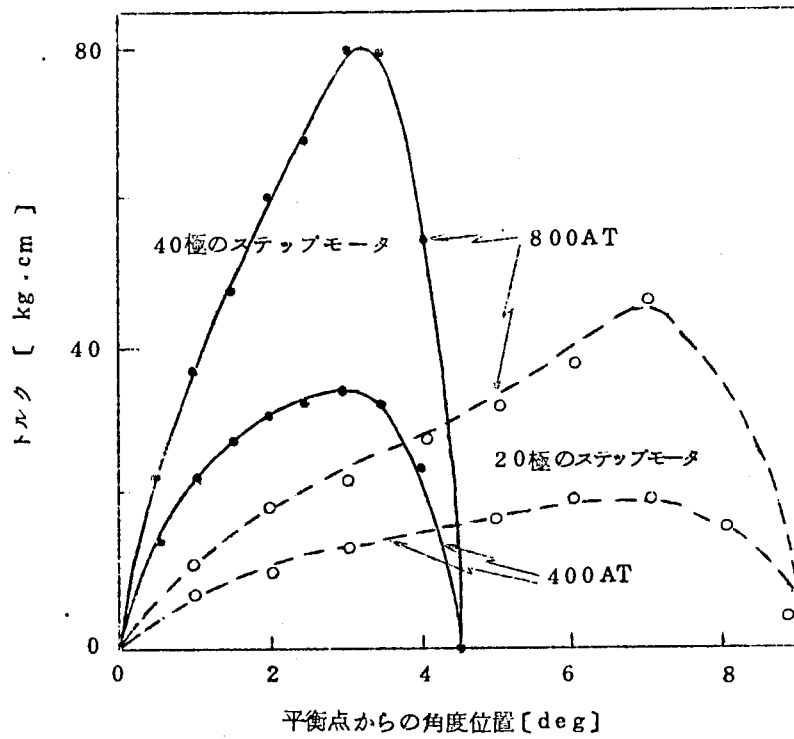


図 2.10 極数による静トルク特性の比較

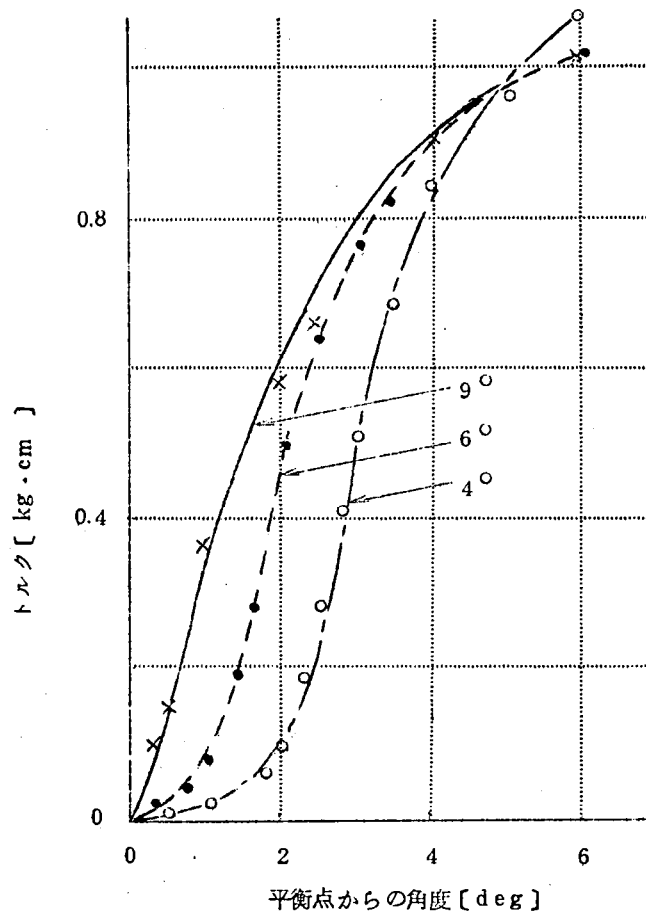


図 2.11 回転子磁極の極幅による静トルク特性の比較

転子極の極幅のみを  $9^\circ$  と  $6^\circ$  , および  $4^\circ$  にかえたときのトルク特性である。

なお, 実際のステップモータでは, 上述のような一つの回転子極と一つの固定子極の間に作用するトルクの外に, 隣の極からの漏れ磁束によるトルクが作用し, 全作用トルクはさらに複雑になる。

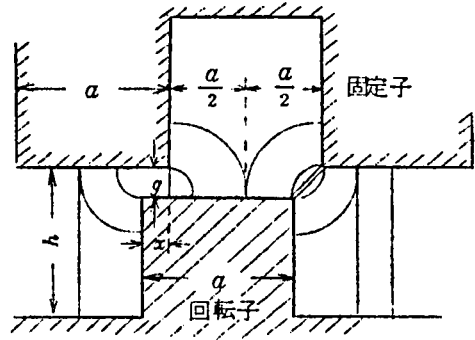


図2.12 固定子隣極への漏れ磁束の磁路

図 2.12 はこのような隣極からの漏れ磁束を考慮した場合の磁路を示したもので, これらの隣極からの磁気エネルギーによ

るトルクは主磁束によるトルクとは反対方向になる。図 2.12 から吸引力は近似的に

$$F = \frac{1}{4} U_g^2 \left\{ \frac{\mu b}{g} - \frac{\mu b}{1.41} \frac{g}{x^2} + \frac{2 \mu b}{\pi x} \right\} \dots\dots (2.31)$$

となる。したがって, 吸引力が最大になる角位置は  $\frac{dF}{dx} = 0$  から,

$$x \simeq \frac{\pi}{1.41} g \dots\dots\dots (2.32)$$

となり, 両磁極がわずかに対向面積をもつ位置になることがわかる。

### 2.2.3 構造の設計的検討

軸と直交方向に空隙のある磁極をもった三相ステップモータについて, 設計諸元と特性の関係を定性的に概観する。

#### (1) 所要トルクと磁極寸法の関係

磁極空隙部の磁束密度  $B_g$  と磁極半径  $r_1$ , 磁極長さ  $l$  の間の関係は, 式 (2.27) から近似的に

$$l r_1 = \frac{\mu}{p \cdot g} \cdot \frac{T_p}{B_g^2} \dots\dots\dots (2.33)$$

で与えられる。

また, トルク慣性比  $\eta$  は式 (2.30) に示したように

$$\eta = 1.58 \times 10^{-5} \cdot \frac{g p B_g^2}{\sigma r_1^3} [s^{-2}] \dots\dots\dots (2.34)$$

となって, 回転子の外径の三乗に逆比例して減少する。

応答時間  $t_m$  は式 (2.17) および式 (2.34) から

$$t_m = \frac{813}{p B_g} \sqrt{\frac{\sigma r_1^3}{g}} \quad [\text{s}] \quad \dots\dots\dots (2.35)$$

と表わせる。

表 2.1 に示す代表的な定数値を用いて，所要トルクを与えたときの磁極の長さ  $l$  と磁極の半径  $r_1$  の関係を図 2.13 に示す。\*印で示したのは，実測により 0.15 Nm のトルクがえられたステップモータの寸法例を示している。一点鎖線は，回転子の半径が大きくなったとき極数をそれに応じて  $p = 2 r_1$  の関係で増し，回転子極の円周方向の幅を一定になるようにした場合の計算結果である。 $r_1 > 10 \text{ mm}$  の範囲では所要の  $l$  が小さくなっている。これは極数を多くするほどトルクが大きくなることを示している。

表 2.1 ステップモータの構造に関する定数値

定 数	数 値
$\gamma$	0.5
$f_s$	3
$g$	0.1 [mm]
$r_1$	10 [mm]
$k_1$	10 [W/°C · m <sup>2</sup> ]
$B_g$	1.5 [Wb / m <sup>2</sup> ]
$\rho$	$1.92 \times 10^{-8}$ [Ω · m]

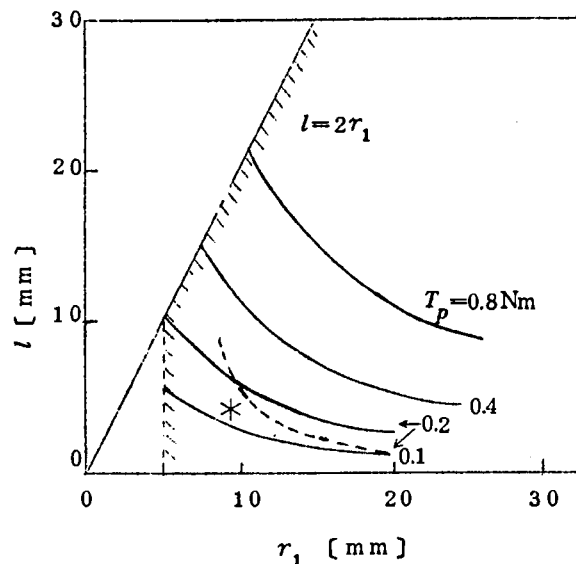


図 2.13 ステップモータの所要トルクと回転子極半径および磁極長さの関係

## (2) 入力

磁極に巻回する励磁巻線を図 2.14 のように配置し， $b = h = \frac{l}{2}$  とすれば巻線の寸法と磁極寸法の間には近似的に

$$\left. \begin{aligned} u_2 &= 2l + h \simeq \frac{5}{2} l \\ r_c &= r_1 + g + h + \frac{u_1}{2} \simeq r_1 + \frac{l + u_1}{2} \end{aligned} \right\} \quad \dots\dots\dots (2.36)$$

の関係がある。ここで  $u_2$  と回転子磁極の長さを等しくしたのは、ステップモータの各相磁極群を軸方向に配置する場合の全軸長が短くなるようにするためである。

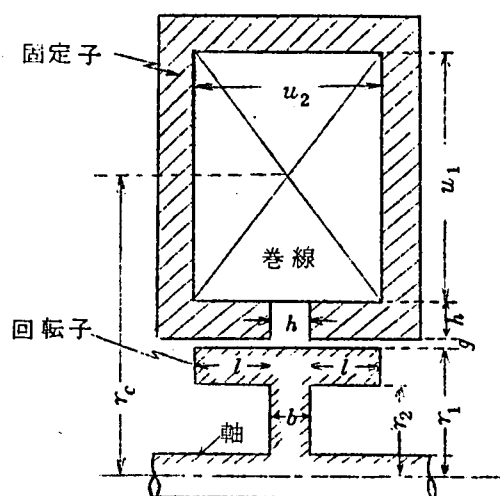


図2.14 固定子および回転子の一相分の磁極構造

巻線の全抵抗  $R$  は

$$R = \rho \frac{2 \pi f_s r_c}{u_1 u_2} N^2 = \frac{\pi f_s \rho N^2}{u_1 u_2} \cdot (2 r_1 + l + u_1) \quad \dots (2.37)$$

となる。ただし、 $f_s$  は巻線の占積率、 $N$  は巻数、 $\rho$  は比抵抗 [ $\Omega \cdot m$ ] である。したがって、入力  $W$  は

$$\begin{aligned} W &= I^2 R \\ &= \left( \frac{U_g}{\gamma N} \right)^2 \cdot R \\ &= \frac{4 \rho f_s \pi g^2 B_g^2}{\mu^2 \gamma^2} \cdot \frac{2 r_1 + l + u_1}{u_1 u_2} \quad \dots (2.38) \end{aligned}$$

となる。

巻線の寸法  $u_1$  を大きくすれば入力を小さく設計することができるが、ステップモータの外径が大きくなり、重量もそれだけ重くなるために実用上の制約がある。回転子磁極の外径と固定子磁極の外径の構造的なつりあいを考えて  $u_1 = 2 r_1$  に選定すれば、式 (2.38) は

$$\begin{aligned} W &= \frac{8 \pi \rho f_s B_g^2}{5 \mu^2 \gamma^2 r_1} \left( \frac{2 r_1}{l} + 0.5 \right) g^2 \\ &= 1.65 \times 10^8 \left( \frac{0.02}{l} + 0.5 \right) g^2 \quad [W] \quad \dots (2.39) \end{aligned}$$

となる。式 (2.33) および式 (2.39) から次のことがわかる。

(a)  $r_1, l$  を一定にして空隙長  $g$  を大きくすることによりトルクを増そうとすると、非常に大きい入力容量が必要になる。

(b)  $r_1, g$  を一定にして  $l$  を大きくすることによりトルクを増せば入力容量はかえって

小さくなる。

### (3) 巻線の温度上昇

巻線の温度上昇  $\theta_f$  は

$$\begin{aligned}\theta_f &= \frac{W}{4\pi k_1 r_c (u_1 + u_2)} \\ &= \frac{2\rho f_s g^2 B_g^2}{\mu^2 \gamma^2 k_1} \cdot \frac{1}{u_1 u_2 (u_1 + u_2)} \\ &= 5.25 \times 10^5 \cdot \frac{g^2}{l(l + 0.008)} \quad [^\circ\text{C}] \quad \dots\dots\dots (2.40)\end{aligned}$$

となる。ここで  $k_1$  はコイルの熱放散係数  $[\text{W}/\text{m}^2 \cdot ^\circ\text{C}]$  である。

図 2.15 は横軸を空隙長  $g$   $[\text{mm}]$ ，縦軸を回転子の磁極長さ  $l$   $[\text{mm}]$  にして式 (2.33)，(2.39)，(2.40) の関係を計算したものである。 $r_1$  を 10 mm にきめているが，これは先に図 2.9 で求めたように 500 pps まで始動しうるサーボ用ステップモ

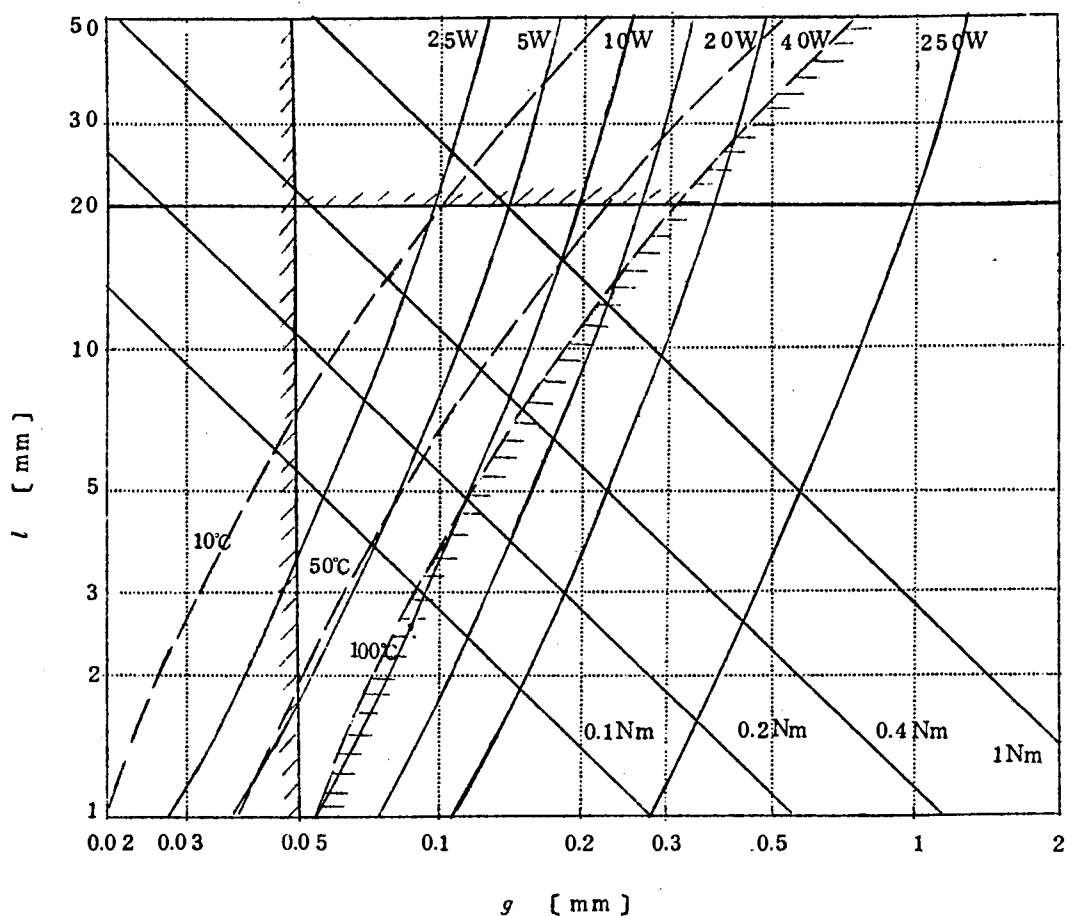


図 2.15 磁極寸法の設計的検討 ( $r_1 = 10 \text{ mm}$ )

ータの所要トルク慣性比をみたしている。図 2.15 において  $g$  を大きく、 $l$  を小さく設計したステップモータは巻線の発熱による温度上昇が問題になり、一方  $g$  の最小値は工作上の制限をうける。また、計算の上では  $l = 2.5 \text{ mm}$ 、 $g = 0.1 \text{ mm}$  とすれば入力容量 2.5 W で 1 N m 程度のトルクのステップモータを設計できることになっているが、回転子極の直径に対して異常に長い磁極になると、磁極の飽和や構造上の問題を生じる。したがって、回転子構造のつりあいを考えて  $l$  の最大値を  $2 r_1$  までとする。結局、図 2.14 において斜線を引いた寸法範囲のステップモータは設計すべきでなく、これらの斜線の領域でかこまれた限られた寸法範囲のステップモータのみが設計可能である。

#### (4) 励磁巻線の電氣的時定数

励磁巻線のインダクタンスは、近似的に

$$\begin{aligned} L &\simeq N^2 P_g \\ &= \frac{\mu \pi r_1 l}{2 g} N^2 \end{aligned} \quad \dots\dots\dots (241)$$

と表わせる。したがって、式 (2.37)、(2.41) から

$$\frac{L}{R} = \frac{\mu u_1 u_2 r_1 l (2 r_1 + l + u_1)}{2 \rho f_s g} \quad \dots\dots\dots (242)$$

となる。時定数  $\frac{L}{R}$  が大きいときには、式 (2.16) に示した運動方程式は

$$J_m \frac{d^2 \theta}{dt^2} = T_p (1 - e^{-\frac{R}{L} t})^2 \quad \dots\dots\dots (2.43)$$

と表わせる。したがって、角度の応答は

$$\theta = \frac{T_p}{J_m} \left\{ \frac{1}{2} t^2 - \frac{3}{2} \frac{L}{R} t + \frac{2 L^2}{R^2} (1 - e^{-\frac{R}{L} t}) - \frac{L^2}{4 R^2} (1 - e^{-\frac{2 R}{L} t}) \right\} \quad \dots\dots\dots (2.44)$$

となり、時定数が大きいほど応答が悪くなる。図 2.16 は式 (2.44) から、 $t = t_m$  のときの  $\theta$  の値を種々の時定数  $\tau$  の場合について求め、時定数が零のときの値に対する比率で示したものである。所要時間応答  $t_m$  で 1 ステップの 10 % 程度まで回転しているためには、巻線の電氣的時定数  $\tau$  は  $t_m$  より小さくしなければならない。すなわち、応答を良くするためには、ステップモータの巻線に大きな直列抵抗をそり入し時定数を小さくする必要があるので、この部分での損失が増える。

固定子励磁巻線のインダクタンスを文流ブリッジにより測定する方法は、磁気回路に鎖交している二次回路効果が大い場合には非常に不安定であり、精度の良い測定は困難で

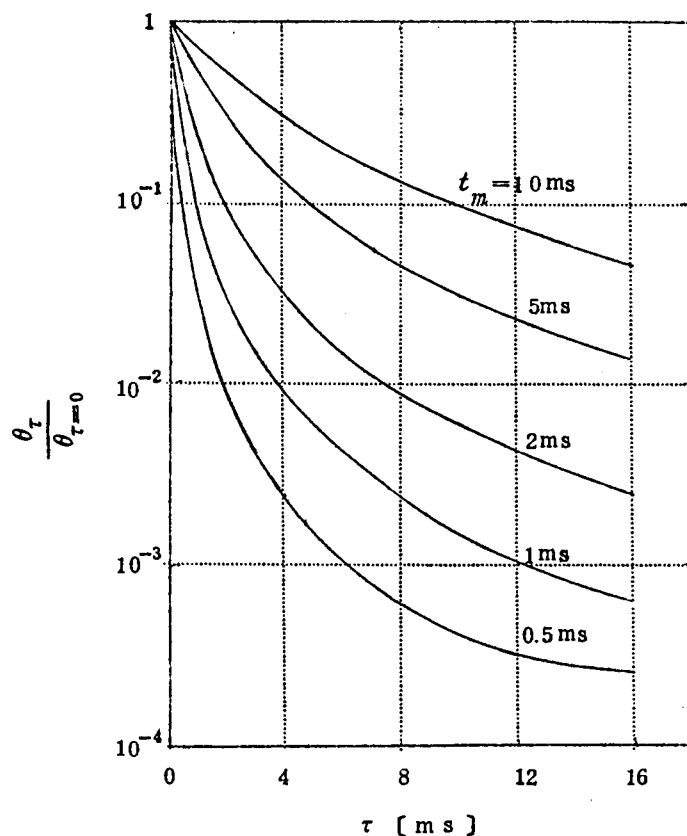


図 2.16 励磁巻線の時定数と角度応答の関係

ある。筆者は  $L - R$  直列回路に階段状の電圧  $E_s$  を印加したときに流れる電流  $i$  が鉄心の飽和がない場合には

$$i(t) = \frac{E_s}{R} \left( 1 - e^{-\frac{R}{L}t} \right) \quad \dots\dots\dots (2.45)$$

となることを用いて、電流値  $i(t)$  が  $0.63 \cdot \frac{E_s}{R}$  になる時間  $t_L$  から

$$t_L = \frac{L}{R} \quad \therefore L = R \cdot t_L \quad \dots\dots\dots (2.46)$$

として求めた。ここで励磁巻線のインダクタンスの値は、回転子磁極の位置によってかなり大幅に変わるので、 $t_L$  の値を直接シンクロスコープで読み取るのは面倒であり精度も悪い。そこで次のような実験上の改良を行なった。図 2.17 (a) はその測定回路である。測定者は図 2.17 (b) に示すように、シンクロスコープのブラウン管面上で電圧波形が A 点を通るようにダイヤル抵抗器  $R'$  を調節すればよい。なぜならば、測定電圧  $e(t)$  は

$$e(t) = \frac{1}{2} \frac{R'}{R' + 2R} E_s \left( 1 - e^{-\frac{R' + 2R}{L}t} \right) + \frac{R}{R' + 2R} E_s \left( 1 - e^{-\frac{R' + 2R}{L}t} \right)$$

$$= \frac{E_s}{2} \left( 1 - e^{-\frac{R'+2R}{L}t} \right) \quad \dots (2.47)$$

となるので、 $\frac{L}{R'+2R}$  が一定になるように  $R$  を調節しても  $e(t)$  の定常値は  $\frac{E_s}{2}$  で不変である。結局、図 2.17(b) から

$$t_L = \frac{L}{R'+2R}$$

$$\therefore L = t_L (R' + 2R) \quad (2.48)$$

としてインダクタンスを測定できる。なお、この測定回路では、磁気回路の磁束  $\phi$  は

$$\phi = Li = \frac{LE_s}{R'+2R} \left( 1 - e^{-\frac{R'+2R}{L}t} \right)$$

$$= t_L E_s \left( 1 - e^{-\frac{t}{t_L}} \right) \quad \dots (2.49)$$

となり、測定するインダクタンスの大きさが回転子磁極の移動によって変わっても、磁束が変わらない。

図 2.18(a), (b) はこのようにして測定したステップモータ ( $p = 20$ ,  $r_1 = 10 \text{ mm}$ ,  $g = 0.05 \text{ mm}$ ,  $l = 4 \text{ mm}$ ) の励磁巻線 ( $100 \text{ [turn]} \times 2$ ) の  $100 \text{ turn}$  分のインダクタンスである。(a) は回転子の極幅が  $9^\circ$  の場合、(b) は回転子の極幅が  $6^\circ$  の場合で、固定子の極幅はいずれも  $9^\circ$  である。(b) では両極の極面が重なりあう角度範囲 (インダクタンスが最大になる位置を中心として  $\pm 1.5^\circ$  の範囲) では、ほぼインダクタンスの値が一定になっていることがわかる。

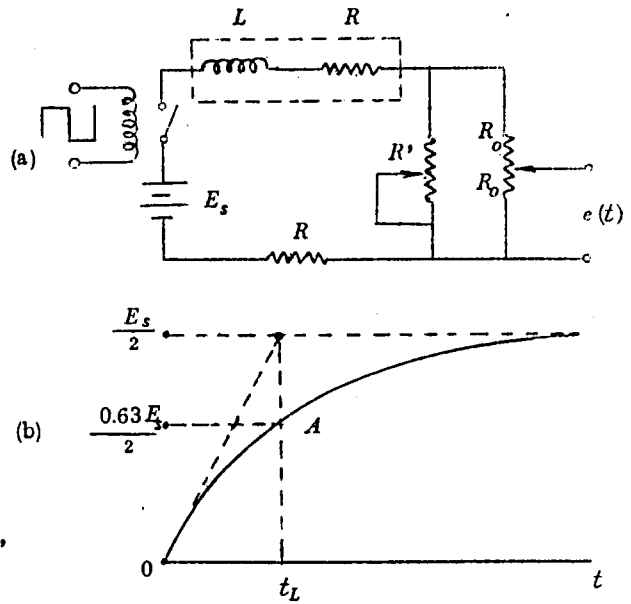


図 2.17 インダクタンスの測定法

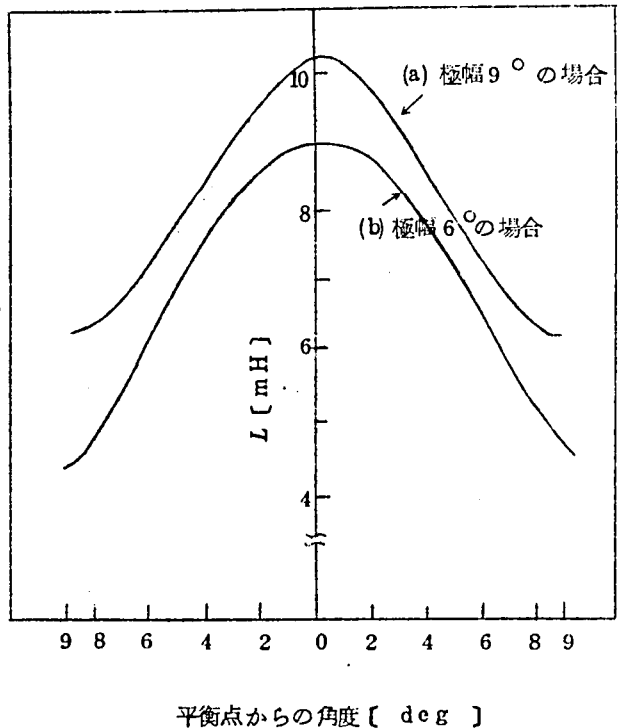


図 2.18 励磁巻線のインダクタンスの測定結果



## 2.3 応答特性の評価

### 2.3.1 インディシャル応答

サーボ用ステップモータは普通回転方向に対し対称な極構造をもっているので，静トルク特性はトルク平衡点を中心にして対称になる。最大軸トルク  $T_p$  [kg・m] は近似的に

$$T_p = \frac{1}{2 \times 9.8} U_g^2 \frac{dP}{d\theta} = \frac{1}{9.8\mu} g l r_1 p B_g^2 \quad \dots\dots (2.50)$$

ただし

$$U_g = \frac{2g B_g}{\mu} ; \text{磁極間空隙部での起磁力 (A T)}$$

$$P = \frac{\mu l r_1 p}{2g} \theta \quad ; \text{固定子極回転子極間のパーミアンス (Wb/AT)}$$

であらわされる。実際には回転角に対するトルク特性は隣りの極からの逆向のトルクならびに磁極の飽和，尖端効果のために図 2.19 に示すように山形の特性に近くなる。しかしながら，簡単のためにこれを線形近似し，巻線の時定数も無視してステップモータの構成図を図 2.20 のように表わすと，伝達関数として

$$G(s) = \frac{\omega_o^2}{s^2 + 2\zeta\omega_o s + \omega_o^2} \quad \dots\dots (2.51)$$

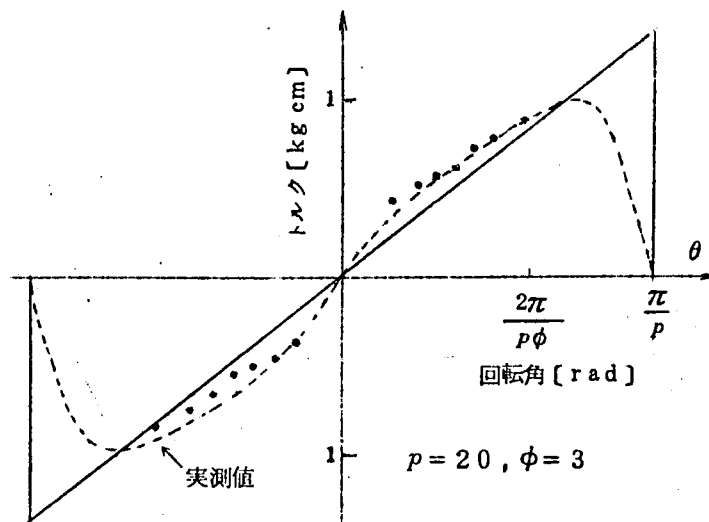


図 2.19 トルク特性の線形近似

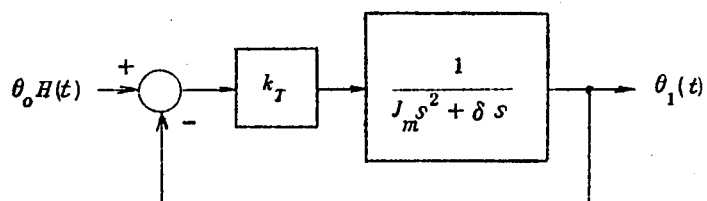


図 2.20 ステップモータのブロック線図

が得られる。したがって、1ステップに対する応答は

$$\theta_1(t) = \theta_0 \left\{ 1 - \frac{1}{\sqrt{1-\zeta^2}} e^{-\zeta \omega_0 t} \cdot \sin(\omega_0 \sqrt{1-\zeta^2} t + \varphi) \right\} \dots\dots (2.52)$$

ただし、

$$\left. \begin{aligned} \omega_0 &= \sqrt{\frac{k_T}{J_m}}, \quad \zeta \omega_0 = \frac{\delta}{2 J_m} \quad [\text{s}^{-1}] \\ \varphi &= \tan^{-1} \frac{\sqrt{1-\zeta^2}}{\zeta} [\text{rad}], \quad \theta_0 = \frac{2\pi}{p\phi} [\text{rad}] \end{aligned} \right\} (2.53)$$

となり二次系の応答になる。ここで、 $\theta_0$  は1ステップの回転角、 $J_m$  は回転子の慣性モーメント  $[\text{kg} \cdot \text{m} \cdot \text{s}^2]$ 、 $\delta$  は摩擦抵抗  $[\text{kg} \cdot \text{m} \cdot \text{s}]$ 、 $k_T$  はトルク係数  $[\text{kg} \cdot \text{m} \cdot \text{rad}^{-1}]$ 、 $\phi$  は相数、 $p$  は1相あたりの極数である。図2.21は種々の $\zeta$ 、 $\omega_0$ の値に対するインディシャル応答を式(2.52)によって計算した結果である。図2.21の(a)、(b)、(c)に示すように $\zeta$ が大きくなることは摩擦負荷などが大きくなることに相当し、やや立ちあがりは悪くなるが行き過ぎ逆戻り角は減少する。図2.21の(d)は慣性モーメント $J_m$ が2倍になった場合に相当し振動周期が遅くなる。

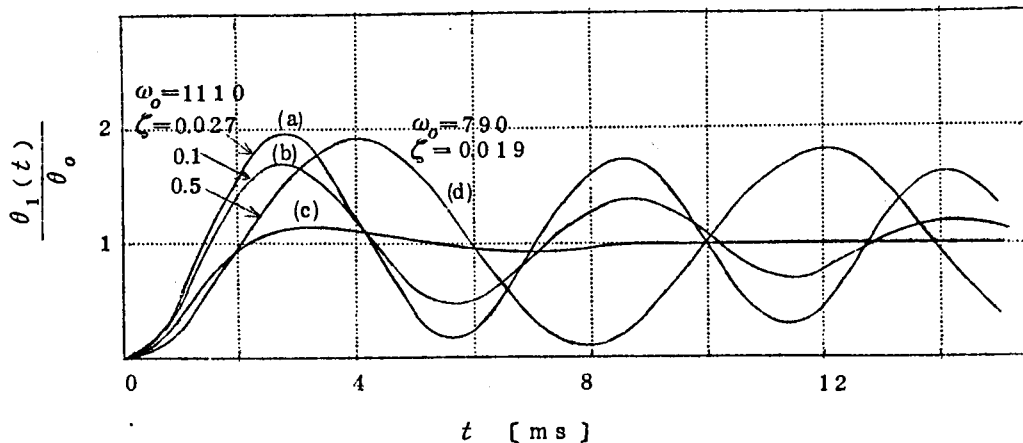


図 2.21 インディシャル応答の計算値

実際にはトルク特性は、非線形でうず電流効果を含む巻線の時定数も無視することはできない。すなわち、うず電流により生じる磁束は励磁電流による磁束を打消す方向に生じるので、トルクを発生するための全磁束の立ちあがり励磁巻線を流れる電流の立ちあがりよりもかなり遅れる。したがって、インディシャル応答に不動時間（始動遅れ）が生じることになる。この不動時間の大きさは、主として巻線自体の時定数とうず電流効果による等価的な時定数、ならびに駆動素子のスイッチング特性、鉄心の飽和特性などから決ま

るトルク時定数と回転子軸におけるクーロン摩擦力とから求めることができる。

図2.2.2は三相ステップモータを一相励磁駆動方式で駆動した場合のインディシャル応答の一例である。図2.2.2において一点鎖線で示したのが実測値、破線で示したのは式(2.52)より

$$\theta(t) = \theta_1(t) H(t - t_d) \quad \dots\dots\dots (2.54)$$

ただし

$$H(t) = \begin{cases} 0, & t \leq 0 \text{ のとき} \\ 1, & t > 0 \text{ のとき} \end{cases} \quad \dots\dots\dots (2.55)$$

$t_d = 1.2$  [ms] : 不動時間

として求めた計算結果である。なお計算には表2.2に示す定数値を用いている。

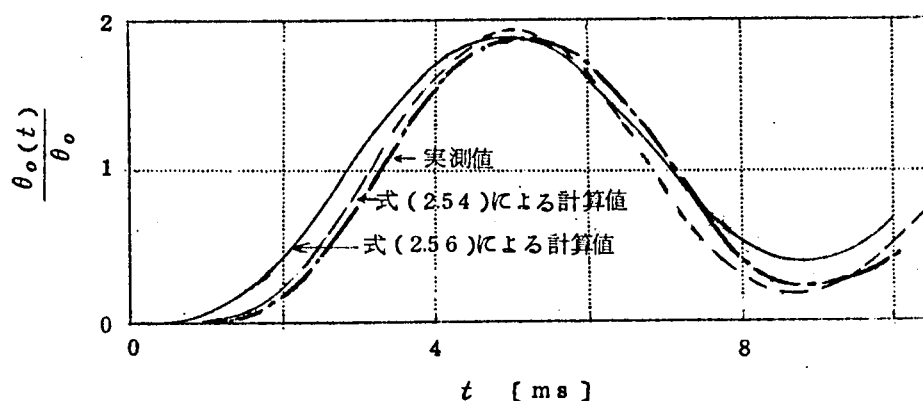


図2.2.2 インディシャル応答の計算値と実測値の比較

表2.2 三相ステップモータの特性を表わす定数

定 数	数 値
$J_m$	$1.78 \times 10^{-2}$ [g cm s <sup>2</sup> ]
$k_T$	$1.2 \times 10^4$ [g cm rad <sup>-1</sup> ]
$\zeta$	2.0 [s <sup>-1</sup> ]
$\sqrt{1 - \zeta^2} \omega_0$	820 [s <sup>-1</sup> ]
$t_d$	1.2 [ms]
$\tau$	2.5 [ms]

図 2.2 2 において実験で示したのは，電流が時定数  $\tau$  で指数関数的に立ちあがり，トルクはこの電流値の二乗に比例して働くものとして求めたインディシャル応答の計算結果である。すなわちこの場合のインディシャル応答は

$$\theta(t) = \theta_0 \left[ 1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \sqrt{a^2 + b^2} \cos(\sqrt{1 - \zeta^2} \omega_0 t - \varphi_\tau) - (1 - a - dt) e^{-\frac{1}{\tau} t} \right] \quad \dots \quad (2.56)$$

と表わせる。<sup>16)</sup>

ここで

$$\left. \begin{aligned} a &= 1 + \frac{\omega_0^2 \tau^2 (1 - \omega_0^2 \tau^2)}{(1 - 2\zeta \omega_0 \tau + \omega_0^2 \tau^2)^2} \\ b &= \frac{1}{\sqrt{1 - \zeta^2}} \left[ \zeta + \frac{\omega^2 \tau^2 \{2\tau \omega_0^2 - \zeta \omega_0 (1 + \omega_0^2 \tau^2)\}}{(1 - 2\zeta \omega_0 \tau + \omega_0^2 \tau^2)^2} \right] \\ d &= \frac{\omega_0^2 \tau^2}{1 - 2\zeta \omega_0 \tau + \omega_0^2 \tau^2} \\ \varphi_\tau &= \tan^{-1} \frac{b}{a} \end{aligned} \right\} \quad (2.57)$$

である。式 (2.56) による計算結果は，図 2.2 2 に示すように不動時間およびその後の短時間の応答は実験値とかなりよく似ており，うず電流効果による影響を表現することができるが，応答全体としてはむしろ式 (2.54) のようにトルク時定数の影響を遅れ時間  $t_d$  で表わした方が実測値との一致がよいことがわかる。

ステップモータの励磁巻線に方形波電圧を印加し，回転子極が動き出すまでの不動時間  $t_d$  について考察する。この期間における磁気回路の回路方程式は

$$\left. \begin{aligned} R_m \phi + G \frac{d\phi}{dt} &= U_t \\ G &= \frac{N^2}{R} + G_E \end{aligned} \right\} \quad \dots \quad (2.58)$$

と表わせる。

ここで，

$R_m$  : 磁気回路のリラクタンス [A T / W b]

$G$  : 全励磁コンダクタンス [U]

$G_E$  : うず電流によるコンダクタンス [U]

$U_t$  : 印加起磁力 [A T]

$\phi$  : 磁束 [W b]

である。この期間では鉄心の磁束密度がまだ小さく飽和はないものと考えられるので、式 (2.58) は線形方程式となる。ステップモータの磁極吸引力が軸の摩擦力より大きくなり、ステップモータが回転し始める寸前の磁束を  $\phi_1$  とし、印加起磁力に相当する最終到達磁束を  $\phi_2$  とすれば、式 (2.58) より不動時間  $t_d$  は

$$\begin{aligned} t_d &= \frac{G}{R_m} \int_0^{\phi_1} \frac{d\phi}{\phi_2 - \phi} \\ &= (\tau_c + \tau_E) \ln \frac{1}{1-v} \end{aligned} \quad \dots\dots\dots (2.59)$$

となる。

ただし、

$$v = \frac{\phi_1}{\phi_2} \quad \dots\dots\dots (2.60)$$

である。また

$$\tau_c = \frac{L}{R} : \text{励磁巻線の時定数 [s]}$$

$$\tau_E = \frac{G_E}{R_m} : \text{うず電流効果による時定数 [s]}$$

である。

軸の摩擦力が大きい場合、もしくは印加起磁力が小さい場合には、 $\phi_1$  が  $\phi_2$  の何割かを占めるために、不動時間  $t_d$  が大きくなる。

励磁巻線の時定数  $\tau_c$  をかえて、インディシャル応答の不動時間  $t_d$  の値を測定すればうず電流の作用による等価時定数  $\tau_E$  の大きさを推定することができる。

角度の測定は図 2.23 に示すように、ステップモータの軸にマイクロポテンシヨメータを直結し、一たん所定の相を励磁して回転子極の位置を設定した後、この励磁電流を切り、シンクロスコープの掃引信号と同期のとれたパルスで1ステップ回転させて行なった。巻線電流のスイッチオンはトランジスタによって行なったので、この部分における遅れはない。なお、実際の動作状態では、1相のオフと他の1相のオンがほぼ同時に行なわれるので、オフ時の電流の減衰が緩慢であると、見かけ上  $\phi_1$  が大きくなり、 $t_d$  の値は大きく

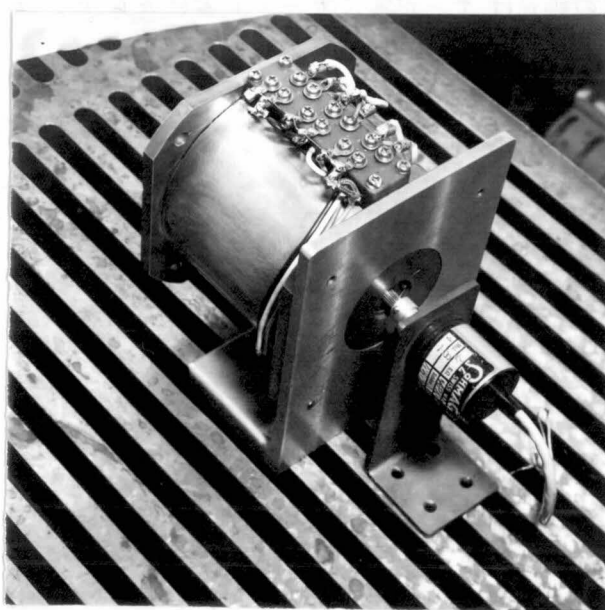


図 2.23 ステップモータの動特性実験装置

なる。実測によれば、図 2.24 に示すように電流オフのときの時定数はトランジスタの遮断時の抵抗が大きいためオンのときの時定数に比べ非常に小さくなり、ほとんど影響ないと考えてよい。なお、図 2.24 において電流波形がその定常値付近で波打っているのは、回転子極の振動によるインダクタンスの変化が現われているものである。

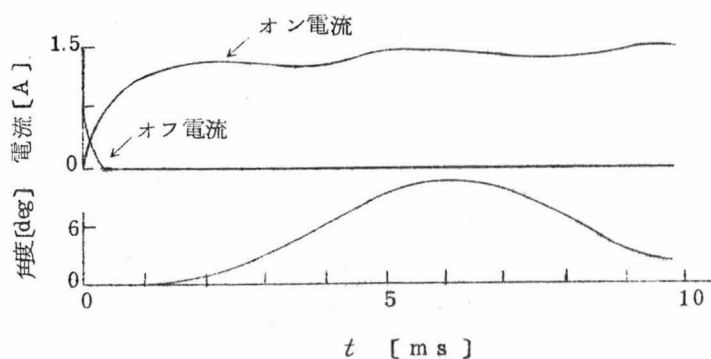


図 2.24 電流のスイッチング波形

図 2.25 はこのようにして行なった実験結果の一例である。励磁巻線は 2 分割してあるが、これを直列接続してインダクタンスの大きい状態 (32 mH) で測定した。励磁巻線の時定数  $\tau_c$  の変更は、巻線に直列にそう入した直流抵抗の値を変え、所定の電流が流れ

るように電源電圧を調整して行なったものである。 $\tau_c$  の大きい範囲では測定点はほぼ直線上にあり、この直線の延長は  $\tau_c$  が零になっても零にならず、 $\tau_c$  が負の値で  $\tau_c$  軸と交叉している。しかも印加起磁力の大きさを変えて実験してもほぼ同一の点に集まっていることから、この値 (10 ms) がうず電流などにもとづく等価時定数  $\tau_E$  と考えることができる。 $\tau_c$  が  $\tau_E$  に比べて小さくなると、測定点は直線よりはずれて小さくなっている。これは  $\tau_c$  が  $\tau_E$  に比べて大きいときは、磁束の立ちあがり主として励磁巻線による主磁束できまり、うず電流の影響は単にその時定数が大きくなるという形で表現できたが、 $\tau_c$  が  $\tau_E$  より小さくなると、主磁束に比べてうず電流による磁束はやや遅れるので、全磁束の立ちあがりはその関数形自体がうず電流によって変形されることになる。結局、スイッチオン直後はむしろうず電流効果が弱められることになるため小さくなっている。

なお、純鉄製磁極の残留磁束が印加起磁力による磁束の10%程度あるため、この磁束による吸引力は次のステップに対する反力となる。したがって、回転子極が動きだすのに必要な起磁力は、軸の静止摩擦力に相当する起磁力 (10~15 AT位)、他の相の残留磁束による吸引力を打消すのに必要な起磁力、およびわずかではあるが回転子の慣性力を生じるのに必要な起磁力 (数 AT) の和になる。

いずれにしても純鉄製磁極はうず電流が大きく、一相励磁駆動方式の場合における始動時の不動時間は1 ms 以上にもなる。高応答のステップモータを開発するためには、磁極を積層構造にしてこのうず電流の影響を少なくしなければならない。

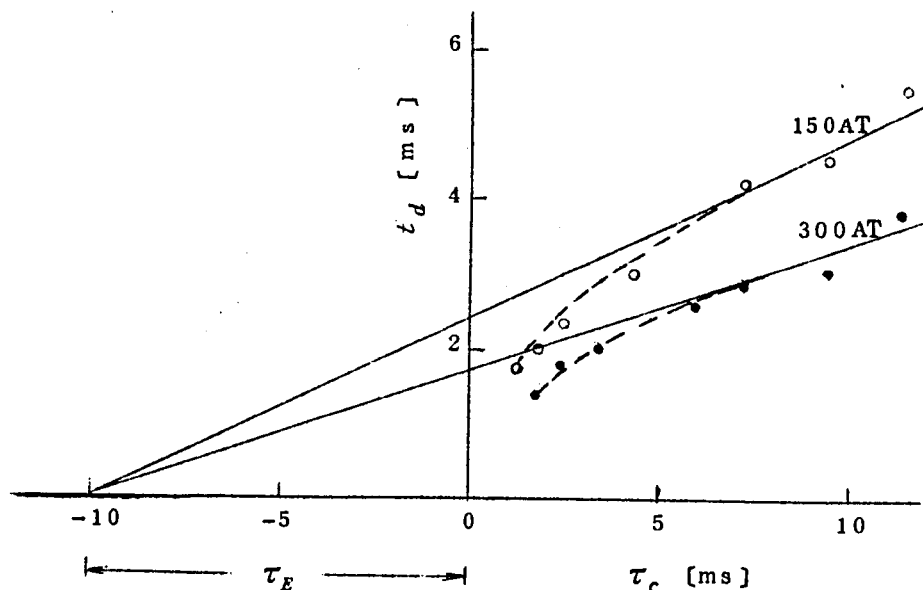


図2.25 励磁巻線の時定数と不動時間の関係

### 2.3.2 2ステップ応答と安定動作条件

周波数が高くなって、前のステップの振動の途中に次のパルスがくるようになると、逆転、ハンティングなどいわゆる乱調現象が起こる。この乱調の原因を明確にし、乱調周波数領域を求めるために2ステップ応答を検討する。

$t = 0$  から始まるインディシャル応答波形の途中  $t = t_1$  から始まる第2パルスに対する応答、すなわち2ステップ応答は、入力が

$$\theta_0 H(t) + \theta_0 H(t - t_1) \quad \dots\dots\dots (2.61)$$

$$\left. \begin{aligned} \dot{H}(t) &= 0 & t < 0 \\ H(t) &= 1 & t \geq 0 \end{aligned} \right\} \quad \dots\dots\dots (2.62)$$

で与えられるので、式(2.52)、(2.61)から

$$\theta_2(t) = \theta_0 \left\{ 2 - \frac{1}{\sqrt{1-\zeta^2}} e^{-\zeta\omega_0 t} \cdot \sqrt{1 + 2e^{\zeta\omega_0 t_1} \cos\omega_0 \sqrt{1-\zeta^2} t_1 + e^{2\zeta\omega_0 t_1}} \right. \\ \left. \cdot \sin\left(\omega_0 \sqrt{1-\zeta^2} t + \varphi - \alpha_{t_1}\right) \right\} \quad (2.63)$$

$$\alpha_{t_1} = \tan^{-1} \frac{e^{\zeta\omega_0 t_1} \sin\omega_0 \sqrt{1-\zeta^2} t_1}{e^{\zeta\omega_0 t_1} \cos\omega_0 \sqrt{1-\zeta^2} t_1 + 1} \quad (2.64)$$

$$t \geq t_1$$

と表わせる。

図2.26は一相励磁駆動方式に相当するものとして、 $\zeta = 0.027$ 、 $\omega_0 = 1110$ の値を用い式(2.63)により2ステップ応答を計算したものである。2パルス目が印加されるタイミング  $t_1$  が2ms、2.9ms、および4msの場合について示したがその行き過ぎ逆戻り角は大幅に変わることがわかる。図2.27(a)、(b)は二相励磁駆動方式に相当するものとして、 $\zeta = 0.1$ の値を用い同様に計算した結果と、ステップモータ軸に直結したポテンシオメータを用いて実測した結果を比較したもので、かなり良い一致を示している。ただ前項でも説明したように、始動遅れ時間に相当する  $t_d = 1.2$ ms だけ時間軸の補正を行なっている。

式(2.63)より2ステップ応答でトルク平衡点から行き過ぎ、逆戻りする振幅は  $t_1$  の関数になっていて、

$$|A_2| = \frac{\sqrt{1 + e^{2\zeta\omega_0 t_1} + 2e^{\zeta\omega_0 t_1} \cos\omega_0 \sqrt{1-\zeta^2} t_1}}{\sqrt{1-\zeta^2}} \theta_0 e^{-\zeta\omega_0 t} \quad (2.65)$$



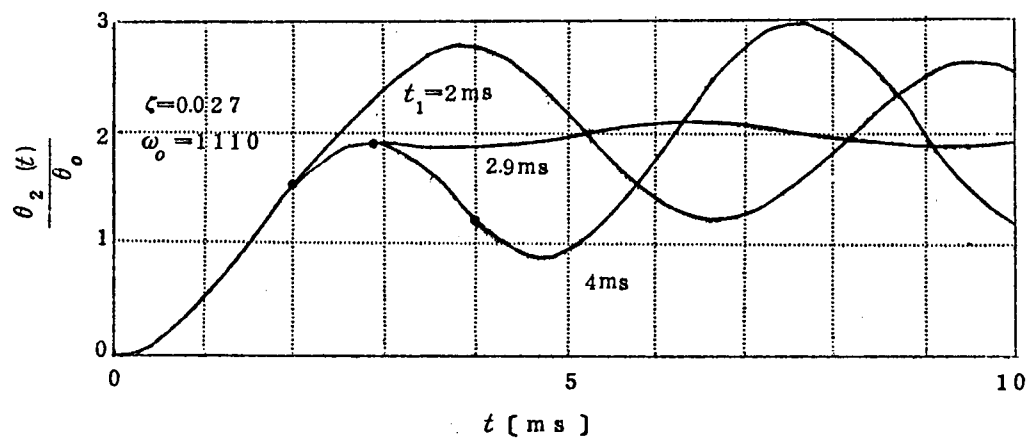


図 2.2 6 2 ステップ応答の計算値

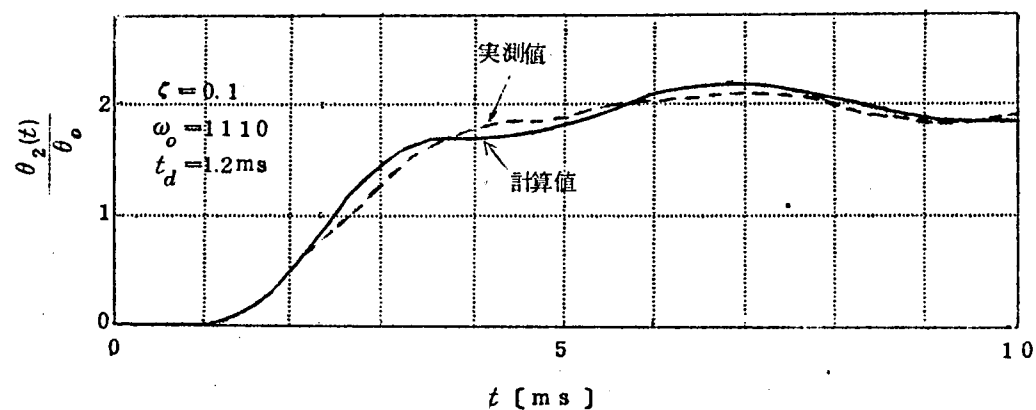


図 2.2 7(a) 2 ステップ応答の計算値と実測値の比較  
(  $t_1 = 2$  ms )

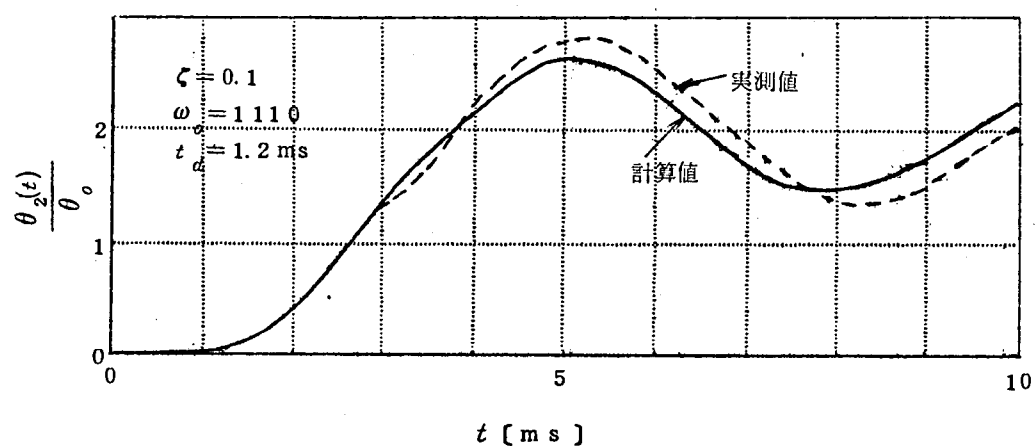


図 2.2 7(b) 2 ステップ応答の計算値と実測値の比較  
(  $t_1 = 2.9$  ms )

ただし,

$$\hat{t} = \left. \begin{aligned} & \frac{\frac{3}{2} \pi - \varphi + \alpha_{t1}}{\omega_0 \sqrt{1 - \zeta^2}} && \text{行き過ぎ角の場合} \\ & \frac{\frac{5}{2} \pi - \varphi + \alpha_{t1}}{\omega_0 \sqrt{1 - \zeta^2}} && \text{逆戻り角の場合} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (2.66)$$

となる。

図 2.28 は, 2 ステップ応答において正常に歩進した場合の行き過ぎ逆戻り角を, 式 (2.65) により計算した結果である。 $\zeta$  が小さいと 2 パルス目の加えられるタイミングによって, 振幅が大幅に変わり不安定であることがわかる。いずれにしても 1 ステップ応答の場合の行き過ぎ逆戻り角よりも大きくなる場合がおこり誤動作することがある。 $A_2$  が最小になる  $t_1$  の値は,  $\zeta$  が変わってもほぼ同じ値になっている。この  $t_1$  の値は式 (2.65) を  $t_1$  によって微分することにより  $\frac{\pi}{\omega_0 \sqrt{1 - \zeta^2}}$  であることがわかる。また, そのときの行き過ぎ角  $A_2$  の値は

$$|A_2| = \frac{\theta_0 e^{-\frac{\zeta}{\sqrt{1 - \zeta^2}}(\frac{3}{2} \pi - \varphi)}}{\sqrt{1 - \zeta^2}} \cdot \sqrt{1 + e^{\frac{2 \zeta \pi}{\sqrt{1 - \zeta^2}}} - 2 e^{\frac{\zeta \pi}{\sqrt{1 - \zeta^2}}}} \dots\dots\dots (2.67)$$

となる。

図 2.29 は, 乱調現象を説明するために, インディシャル応答波形をステップモータの各安定点の展開図上に書いたものである。一般に  $\phi$  相 (図 2.29 では  $\phi = 3$ )  $p$  極ステップモータの 1 相を励磁した状態での安定点は, 回転方向に  $\phi$  ステップごとに  $p$  個所ある。したがって, いま停止状態にある特定の安定点を中心にして,  $\pm \phi$  ステップの所には全く同じ安定点があることになり, その境界である  $\pm \frac{\phi}{2}$  ステップの所がトルクの極性の切り換わる不安定点になっている。したがって, ステップモータが 1 ステップずつ正確に応答するためには, ステップ時の最大行き過ぎ振幅が  $\pm \frac{\phi}{2}$  ステップ以内でしかも減衰振動であることが要求される。図 2.29 には第 I 相励磁状態から第 II 相励磁状態へ 1 ステップしたときの応答を示してある。ここで  $t_{11}$  から  $t_{17}$  までの任意の時間に 2 パルス目を加えた 2 ステップ応答に着目すると, 安定点は第 III 相励磁状態, すなわち  $\text{III}_1, \text{III}_2, \dots, \text{III}_p$  に移るので, それ以後の応答は図中鎖線で示したトルク不安定点を境にして  $(\text{III}_p), (\text{III}_1),$

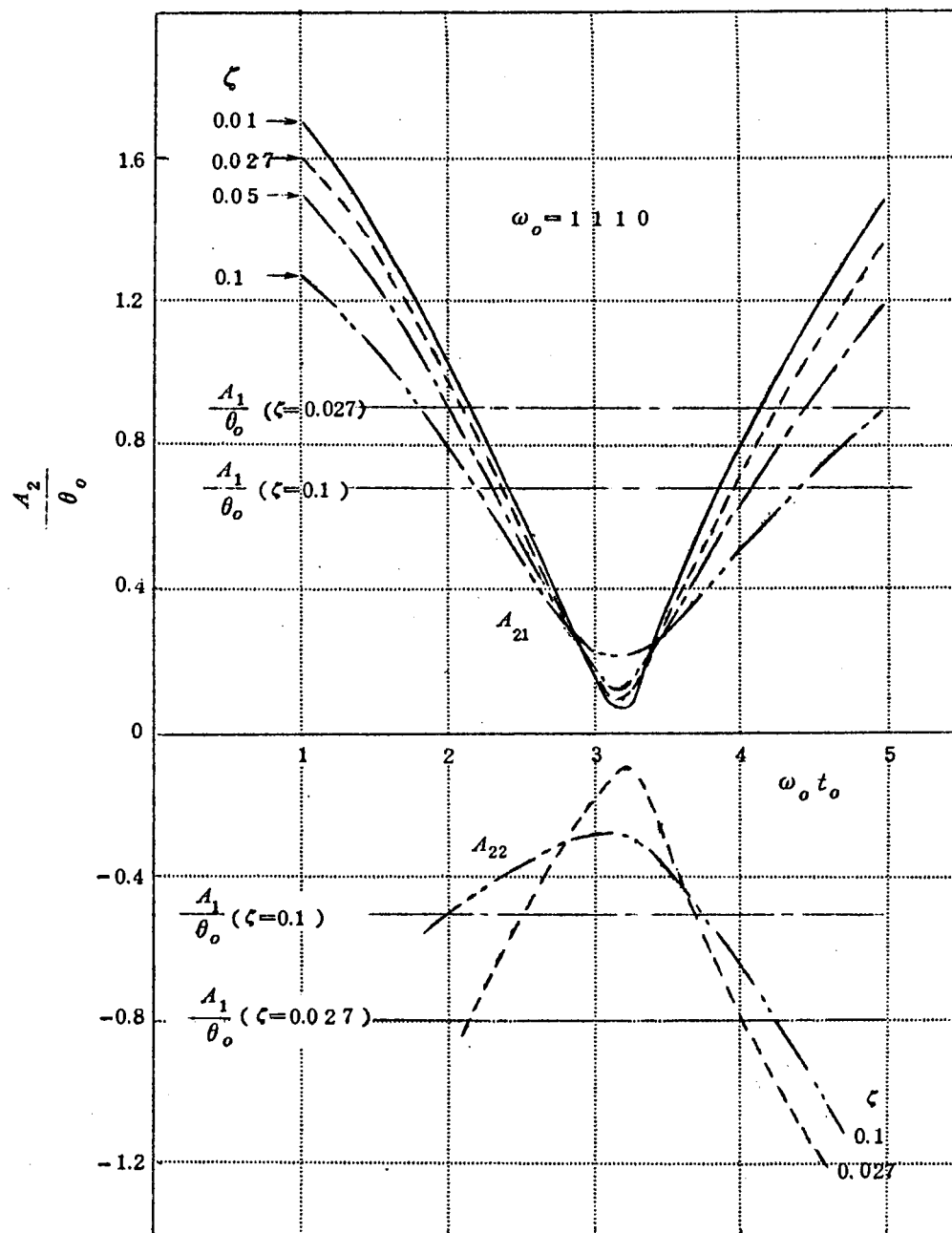


図 2.28 2 ステップ応答における行過ぎ, 逆戻り角の計算値

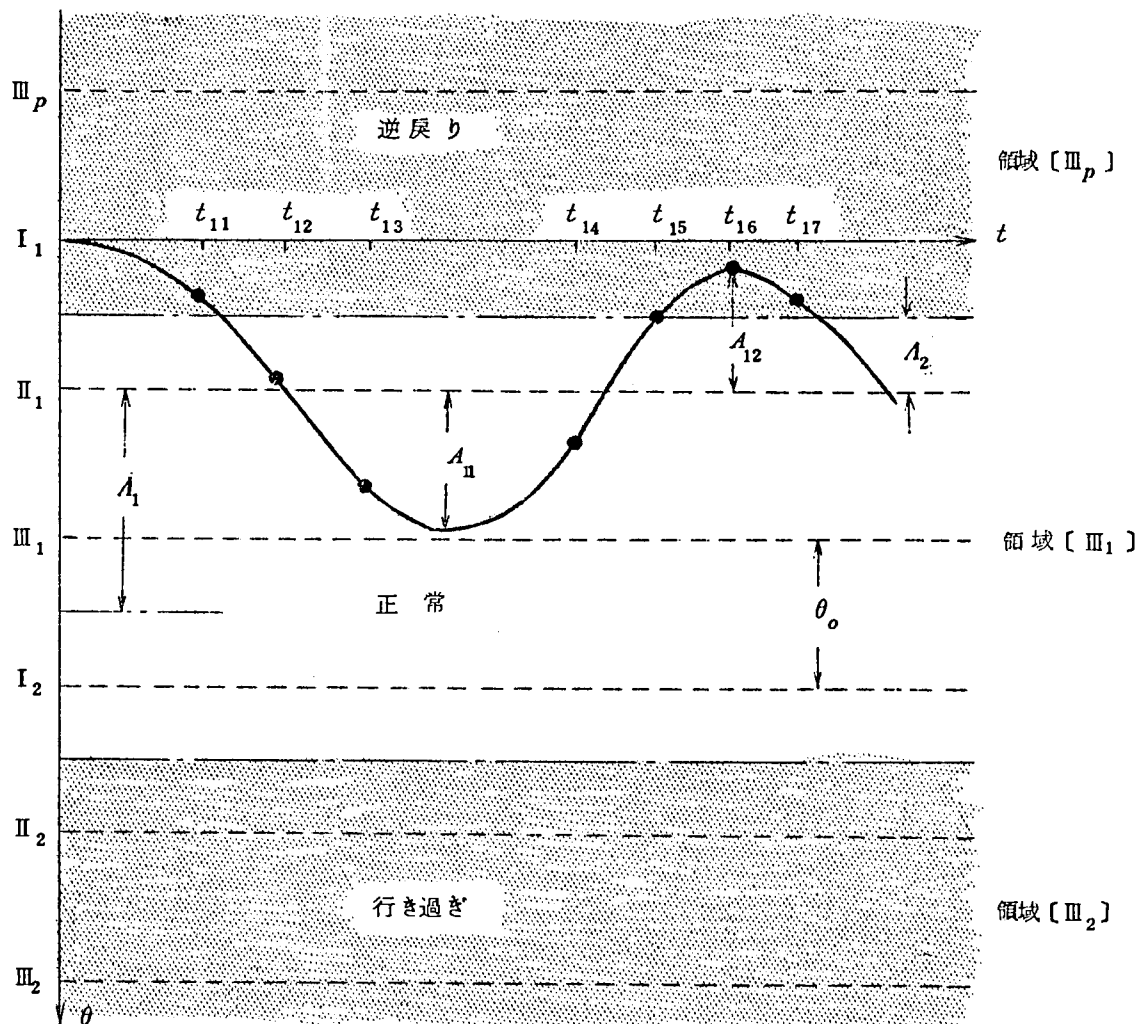


図 2.2.9 2 ステップ応答における安定動作領域

(III<sub>2</sub>)の三つの領域に分けて考えることができる。2 ステップ応答が領域 [III<sub>1</sub>] にあれば正常であるが、 $\dot{\theta} < 0$  で領域 [III<sub>p</sub>] に入れば逆戻りし、 $\dot{\theta} > 0$  で領域 [III<sub>2</sub>] に入れば行き過ぎることになる。したがって、2 ステップ応答を考えたときのインディシャル応答の許容逆戻り振幅は  $(\frac{\phi}{2} - 1) \theta_o$  となる。

表 2.3 は三相ステップモータについて正常動作のための条件を各領域について示したもので、これを式 (2.6.3) に適用することにより最高始動周波数  $\frac{1}{t_{11}}$  ならびに乱調周波数領域  $(\frac{1}{t_{13}}, \frac{1}{t_{12}})$ ,  $(\frac{1}{t_{17}}, \frac{1}{t_{14}})$ , ... などを知ることができる。たとえば、正常位置から引き戻される場合の境界値  $t_{11}$ ,  $t_{14}$ ,  $t_{17}$  について説明すると、インディシャル応答波形が領域 [III<sub>p</sub>] に属している時間から始まる 2 ステップ目の応答は、 $t_{11}$  あるいは

表 2.3 2 ステップ応答が安定に動作するための境界条件

2 パルス目 印加時間	2 ステップ応答 の 検 討 領 域	乱調領域をきめる 境 界 条 件	注
$t_1 < t_{11}$	$[\text{III}_p], [\text{III}_1]$	$\dot{\theta}_2 = 0, \theta_2 \geq \frac{1}{2} \theta_0$	最高始動周波数
$t_{12} < t_1 < t_{13}$	$[\text{III}_1], [\text{III}_2]$	$\dot{\theta}_2 = 0, \theta_2 \leq 3 \frac{1}{2} \theta_0$	5 ステップ / 2 パルス
$t_{14} < t_1 < t_{15}$	$[\text{III}_p], [\text{III}_1]$	$\dot{\theta}_2 = 0, \theta_2 \geq \frac{1}{2} \theta_0$	-1 ステップ / 2 パルス
$t_{15} < t_1 < t_{16}$	$[\text{III}_p]$	逆 転	-1 ステップ / 2 パルス
$t_{16} < t_1 < t_{17}$	$[\text{III}_p], [\text{III}_1]$	$\dot{\theta}_2 = 0, \theta_2 \geq \frac{1}{2} \theta_0$	-1 ステップ / 2 パルス

は  $t_{17}$  を境にして  $t_1 < t_{11}, t_{15} < t_1 < t_{17}$  では回転方向とは逆方向に引かれ,  $t_1 > t_{11}, t_1 > t_{17}$  では正常に領域  $[\text{III}_1]$  へ進みうるとする。この境界時間  $t_{11}, t_{17}$  の値は 2 ステップ応答波形が  $\frac{\theta_0}{2}$  の境界線を正の角速度で通過しうる条件

$$\theta_2(t_1) = \frac{\theta_0}{2}, \quad \dot{\theta}(t_1) \geq 0 \quad (2.68)$$

を式 (2.63) に適用して求まる根にほかならない。そしてこれらの根のうち最小のものが  $t_{11}$  を与える。次に  $t_{15} < t_1 < t_{16}$  では領域  $[\text{III}_p]$  に属し, しかも  $\dot{\theta} < 0$  であるため正常に  $[\text{III}_1]$  へ進むことはできない。領域  $[\text{III}_p]$  に属していても  $t_{17} < t_1$  では  $\dot{\theta} > 0$  であるため領域  $[\text{III}_1]$  へ進みうる。一方, インディシャル応答波形が領域  $[\text{III}_1]$  にあるタイミングから始まる 2 ステップ応答に対しても,  $t_{14} < t_1 < t_{15}$  では初速度  $\dot{\theta} < 0$  であるため領域  $[\text{III}_p]$  へ引き戻される場合が生じる。この  $t_{14}$  は  $\frac{\theta_0}{2}$  の境界線を負の角速度で通過するか, その前に正の角速度に変わるかを決める境界値で, さきに説明した  $t_{11}, t_{17}$  と全く同様に求めることができる。結局  $t_{14} < t_1 < t_{17}$  のタイミングにくるパルスに対し逆戻りすることになり, 乱調現象や正常時の半分の速度で逆回転するような誤動作が起こる。図 2.30 (a), (b) はそれぞれ  $t_{11}, t_{17}$  近辺で逆戻りした場合の実測写真である。

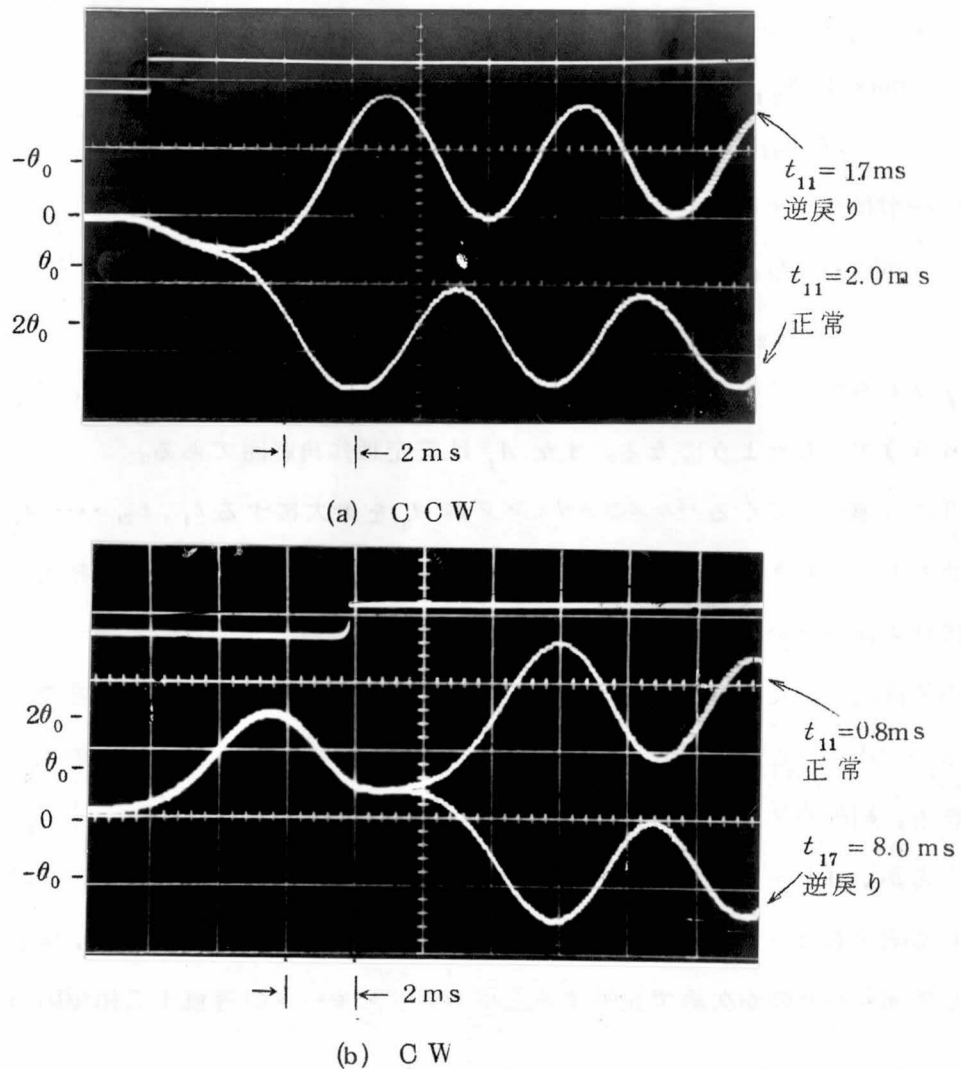


図 2.3 0 2 ステップ 応答

さてそれでは，このような乱調現象のないステップモータは，どのような条件を満たしていなければならないかを考えてみる。ステップモータの乱調現象は，ステップ時の最大振幅が正常動作領域を逸脱することによって起こり，行き過ぎる場合と引き戻される場合とがある。図 2.2 9 で  $A_1$ ,  $A_2$  として示したのが安定動作角範囲で， $A_1$  はステップ応答波形の最大許容行き過ぎ角を， $A_2$  は次のステップを考えたときの最大許容逆戻り角を与えている。したがって，一般的に安定動作条件として

(a) インディシャル応答について

$$\left. \begin{aligned} A_{12} < A_{11} < A_1 &= \phi \frac{\theta_0}{2} \\ A_{12} < A_2 &= \left( \frac{\phi}{2} - 1 \right) \theta_0 \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (269)$$

(b) 2ステップ応答について

$$\left. \begin{array}{l} \max [A_{21}]_{t_1} < A_1 \\ [A_{22}]_{t_1} < A_2 \end{array} \right\} \dots\dots\dots (2.70)$$

(c) 一般に  $n$  ステップ応答について

$$\left. \begin{array}{l} \max [A_{n1}]_{t_1 t_2 \dots t_{(n-1)}} < A_1 \\ [A_{n2}]_{t_1 t_2 \dots t_{(n-1)}} < A_2 \end{array} \right\} \dots\dots\dots (2.71)$$

$A_{ij}$  は  $i$  ステップ応答における振動波形の  $j$  番目の極値で、たとえば、 $A_{21}$  は先に式 (2.65) で示したようになる。また  $A_j$  は安定動作角範囲である。

条件(c)は連続してくるパルスのタイミングが  $A_n$  を最大にする  $t_1, t_2, \dots, t_{(n-1)}$  の組み合わせをとったときの条件を与えているので、最も包括的であるが式は相当複雑化し、実用的には条件(a)ないし(b)で十分である。

この条件式から乱調に対し安定なステップモータは  $A_{ij}$ 、すなわち応答の行き過ぎ、逆戻り振幅が小さいこと、あるいは  $A_j$  すなわち許容行き過ぎ、逆戻り角の大きいことが要求される。結局ステップモータの安定性は  $\frac{1}{A}$  によって評価でき、 $A (= A_1 + A_2)$  を小さくするか、 $A (= A_1 + A_2)$  を大きくするかの二とおりが考えられる。前者を満たすものとして開発したのが第3章で説明する二相可逆ステップモータであり、後者を満たすものとして開発したのが次節で説明する三相ステップモータの等価十二相駆動方式である。

### 2.3.3 連続応答(追従特性)

均等な時間間隔のパルスが連続して印加された場合のステップモータの応答について考える。これはアナログサーボ系における速度指令に相当するもので、ステップモータは回転子のもつ慣性モーメントのために、初めは遅れるが回転振動しながら徐々に定常状態になり、ほとんど入力パルスに同期して追従するようになる。

$t_0$  の時間間隔の連続パルスに相当する入力は

$$\theta_0 H(t) + \theta_0 H(t - t_0) + \dots + \theta_0 H\{t - (n-1)t_0\} + \dots \quad (2.72)$$

で与えられるので、 $n$  ステップ応答は

$$\theta_0(t) = n a_0 + \sum_{r=1}^2 a_r e^{p_r t} + \sum_{r=1}^2 a_r e^{p_r(t-t_0)} + \dots + \sum_{r=1}^2 a_r e^{p_r\{t-(n-1)t_0\}} \quad \dots\dots (2.73)$$

で表わされる。ただし、 $a_0, a_r, p_r$  はそれぞれインディシャル応答を、次式で表わし

たときの定数である。

$$\theta_1(t) = a_0 + \sum_{r=1}^2 a_r e^{p_r t} \quad \dots\dots\dots (2.74)$$

$$\left. \begin{aligned} a_0 &= \theta_0 \\ a_1 &= -\frac{(\sqrt{1-\zeta^2} + j\zeta)}{2\sqrt{1-\zeta^2}} \\ a_2 &= -\frac{(\sqrt{1-\zeta^2} - j\zeta)}{2\sqrt{1-\zeta^2}} \\ p_1 &= (-\zeta - j\sqrt{1-\zeta^2})\omega_0 \\ p_2 &= (-\zeta + j\sqrt{1-\zeta^2})\omega_0 \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (2.75)$$

式(2.73), (2.74), (2.75)から

$$\begin{aligned} \theta_n(t) &= na_0 + \sum_{r=1}^2 a_r \frac{e^{p_r \{t - (n-1)t_0\}} - e^{p_r(t+t_0)}}{1 - e^{p_r t_0}} \\ &= n\theta_0 - \frac{e^{-\zeta\omega_0 t}}{2\sqrt{1-\zeta^2} \{ (1 - e^{-\zeta\omega_0 t_0} \cos Q_2)^2 + \sin^2 Q_2 \}} \\ &\quad \times [ e^{(n-1)\zeta\omega_0 t_0} (\sqrt{1-\zeta^2} + j\zeta) (\cos Q_1 - j \sin Q_1) \{ 1 - e^{-\zeta\omega_0 t_0} (\cos Q_2 + j \sin Q_2) \} \\ &\quad + e^{(n-1)\zeta\omega_0 t_0} (\sqrt{1-\zeta^2} - j\zeta) (\cos Q_1 + j \sin Q_1) \{ 1 - e^{-\zeta\omega_0 t_0} (\cos Q_2 - j \sin Q_2) \} \\ &\quad - e^{-\zeta\omega_0 t_0} (\sqrt{1-\zeta^2} + j\zeta) (\cos Q_3 - j \sin Q_3) \{ 1 - e^{-\zeta\omega_0 t_0} (\cos Q_2 + j \sin Q_2) \} \\ &\quad - e^{-\zeta\omega_0 t_0} (\sqrt{1-\zeta^2} - j\zeta) (\cos Q_3 + j \sin Q_3) \{ 1 - e^{-\zeta\omega_0 t_0} (\cos Q_2 - j \sin Q_2) \} ] \quad (2.76) \end{aligned}$$

$$Q_1 = \omega_0 \sqrt{1-\zeta^2} \{t - (n-1)t_0\}, Q_2 = \omega_0 \sqrt{1-\zeta^2} t_0, Q_3 = \omega_0 \sqrt{1-\zeta^2} (t+t_0) \quad (2.77)$$

をうる。この式を整理して

$$\begin{aligned} \theta_n(t) &= n\theta_0 - \frac{\theta_0 e^{-\zeta\omega_0 t}}{\sqrt{1-\zeta^2} (1 - 2e^{-\zeta\omega_0 t_0} \cos \omega_0 \sqrt{1-\zeta^2} t_0 + e^{-2\zeta\omega_0 t_0})} \\ &\quad \times [ e^{(n-1)\zeta\omega_0 t_0} \sin [ \omega_0 \sqrt{1-\zeta^2} \{t - (n-1)t_0\} + \varphi ] \end{aligned}$$



$$\begin{aligned}
& - e^{(n-2)\zeta\omega_0 t_0} \sin \{ \omega_0 \sqrt{1-\zeta^2} (t - n t_0) + \varphi \} \\
& - e^{-\zeta\omega_0 t_0} \sin \{ \omega_0 \sqrt{1-\zeta^2} (t + t_0) + \varphi \} \\
& + e^{-2\zeta\omega_0 t_0} \sin \{ \omega_0 \sqrt{1-\zeta^2} t + \varphi \} ] \dots\dots\dots (278)
\end{aligned}$$

$$t \geq (n-1)t_0$$

をうる。

上式は連続応答の一般式を与えている。図 2.3 1～図 2.3 4 は、先に図 2.2 1 に示したインディシャル応答に対応して始動時の追従特性を計算したものである。 $\zeta$  が小さいときの応答は非常に振動的である。入力パルス周波数とステップモータの固有振動周波数の関係で振動振幅は変わるが、この最大振幅が安定動作角範囲を逸脱しないとき安定な定常回転にはいる。したがって、厳密な意味での最高始動周波数は、式(2.78)により始動時の追従特性を計算することによって求められる。

さていったん始動すれば、回転子の慣性モーメントのためにかなり高い周波数のパルスに対しても安定に追従しうようになる。定常回転状態における偏差角は

$$\lim_{n \rightarrow \infty} [\theta_n(t) - n\theta_0] = \frac{a_1 e^{p_1 \tilde{t}}}{1 - e^{p_1 t_0}} + \frac{a_2 e^{p_2 \tilde{t}}}{1 - e^{p_2 t_0}} \dots\dots\dots (279)$$

$$0 < \tilde{t} = t - (n-1)t_0 < t_0$$

とあらわせるので、式(2.78)と同様に整理すると

$$\begin{aligned}
\lim_{n \rightarrow \infty} [\theta_n(t) - n\theta_0] = & - \frac{\theta_0 e^{-\zeta\omega_0 \tilde{t}}}{\sqrt{1-\zeta^2} \sqrt{1-2e^{-\zeta\omega_0 t_0} \cos \omega_0 \sqrt{1-\zeta^2} t_0} + e^{-2\zeta\omega_0 t_0}} \\
& \times \sin(\omega_0 \sqrt{1-\zeta^2} \tilde{t} + \varphi + \alpha_{t_0}) \dots\dots\dots (280)
\end{aligned}$$

$$\alpha_{t_0} = \tan^{-1} \frac{e^{-\zeta\omega_0 t_0} \sin \omega_0 \sqrt{1-\zeta^2} t_0}{1 - e^{-\zeta\omega_0 t_0} \cos \omega_0 \sqrt{1-\zeta^2} t_0} \dots\dots\dots (281)$$

$$0 \leq \tilde{t} = t - (n-1)t_0 < t_0$$

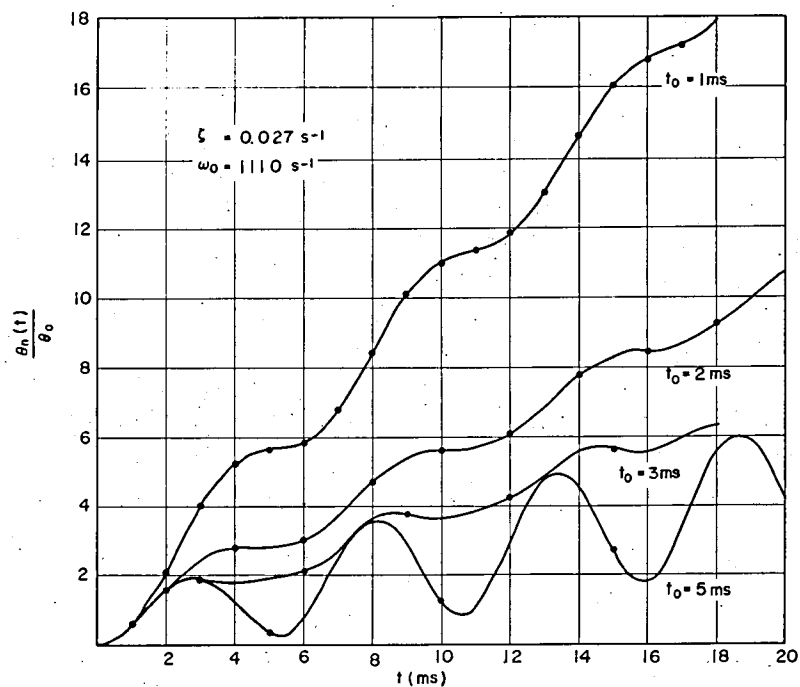


図 2.31 連続パルスに対する始動特性の計算値

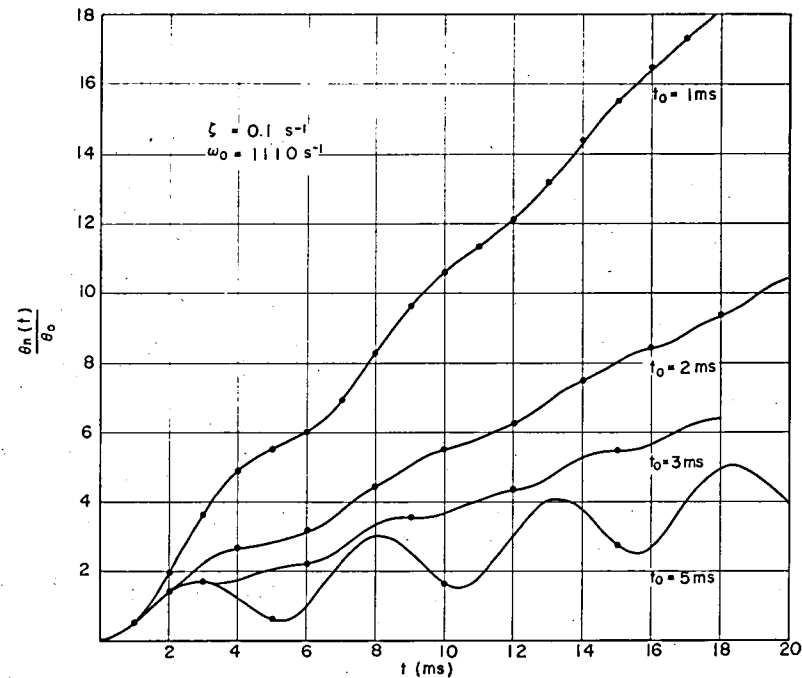


図 2.32 連続パルスに対する始動特性の計算値

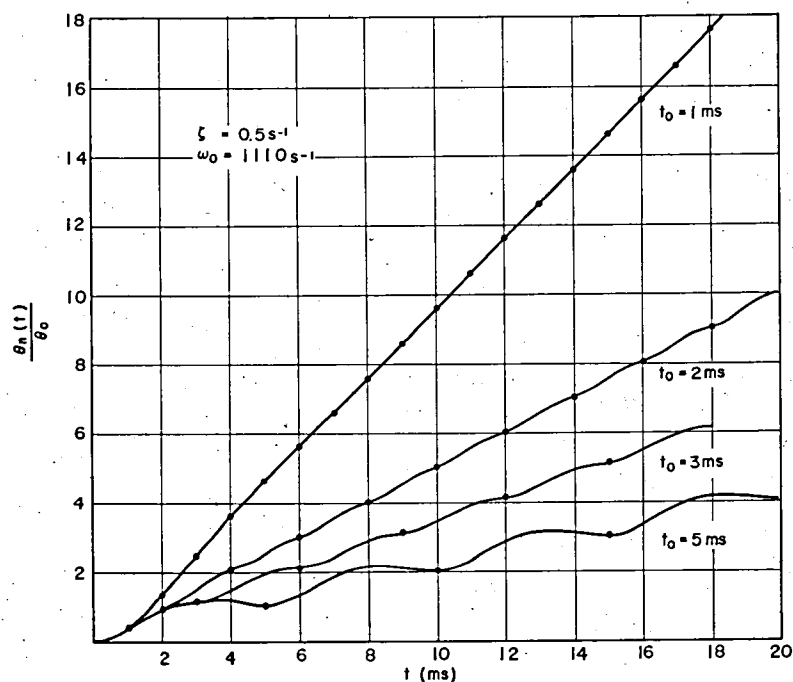


図 2.33 連続パルスに対する始動特性の計算値

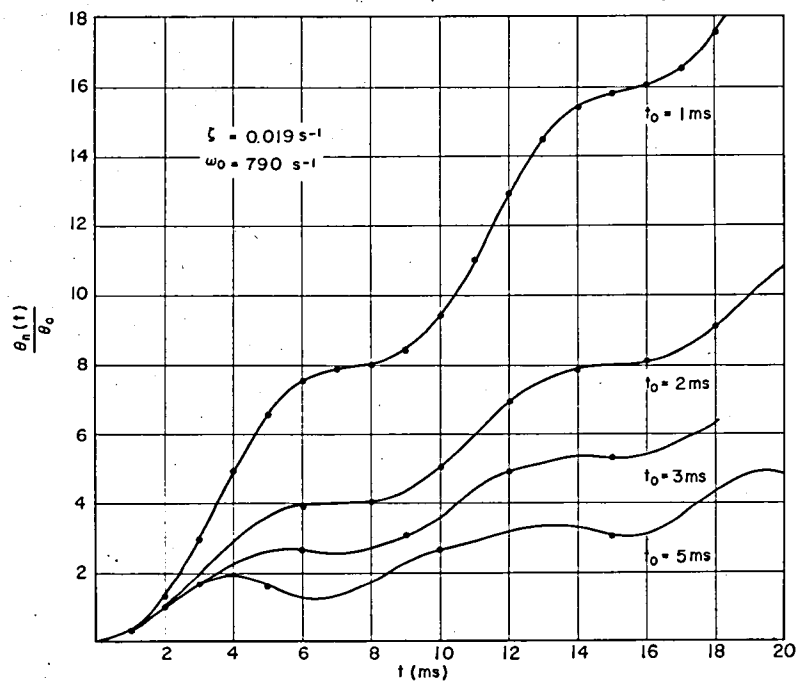


図 2.34 連続パルスに対する始動特性の計算値

となる。式(2.80)の振幅項は $t_0 \rightarrow 0$ で無限大、 $t_0$ が大きくなり入力パルス周波数が固有振動周波数 $\frac{\omega_0}{2\pi}$ に近くなると

$$\cos(\omega_0 \sqrt{1-\zeta^2} t_0 - \varphi) = \zeta e^{-\zeta \omega_0 t_0} \dots\dots\dots (2.82)$$

を満たす $t_0$ で極値をとりながら減少し一定値に漸近する。すなわち、入力パルスの周波数が $\frac{\omega_0}{2\pi}$ よりかなり高い領域では偏差振幅は大きい、振動的にはならずむしろ追従遅れの形でほぼ一定速度で回転することになる。そしてこの偏差角が安定動作角範囲よりも大きくなるときステップモータは動作できなくなる。これが連続最高動作周波数である。

図2.35から図2.38は追従偏差角を式(2.80)によって計算したもので、 $\frac{\tilde{t}}{t_0}$ が0と1のときの偏差角の間には

$$\lim_{n \rightarrow \infty} [\theta_n(t) - n\theta_0]_{\tilde{t}=t_0} = \theta_0 + \lim_{n \rightarrow \infty} [\theta_n(t) - n\theta_0]_{t=0} \quad (2.83)$$

の関係があり、入力パルスに同期した振動をしていることがわかる。先に示した $t_0 = 1$  msの場合、始動時の応答はかなり振動的であったが、定常状態ではほとんど振動なく追従している。図2.39は一相励磁駆動方式によって三相ステップモータを駆動した場合の連続応答特性の実測結果で、(a)図は $t_0 = 3$  msにおける始動時、(b)図は定常動作状態、(c)図は $t_0 = 1$  msにおける定常動作状態である。

以上ステップモータの動特性を、トルク特性を線形近似し巻線時定数も無視して解析したが、実際には入力パルスの周波数が高くなると巻線の時定数のために実効的な起磁力が減少し、また追従遅れ角も大きくなるのでトルクは急激に減少する。したがって、最高動作周波数も10 kpps程度以下になる。

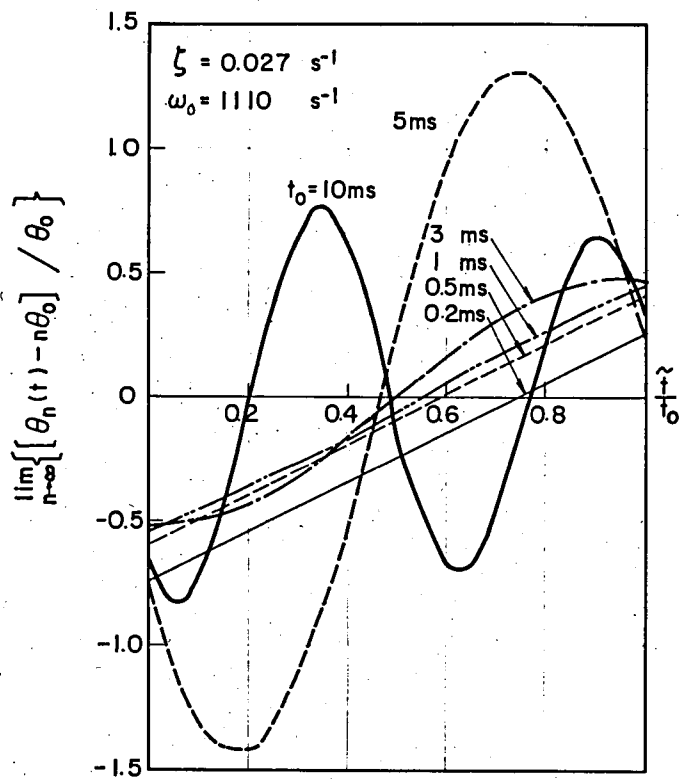


図 2.35 三相ステップモータの定常追従特性の計算値

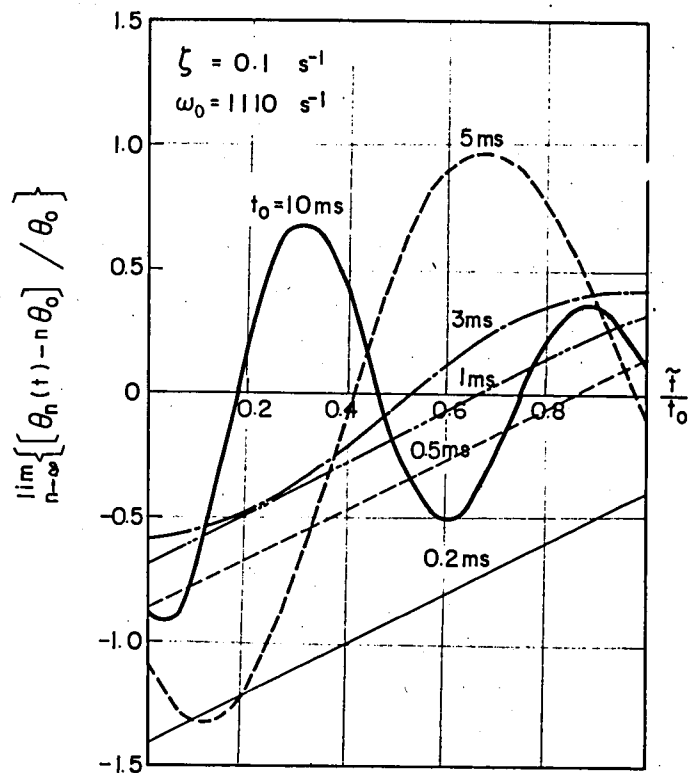


図 2.36 三相ステップモータの定常追従特性の計算値

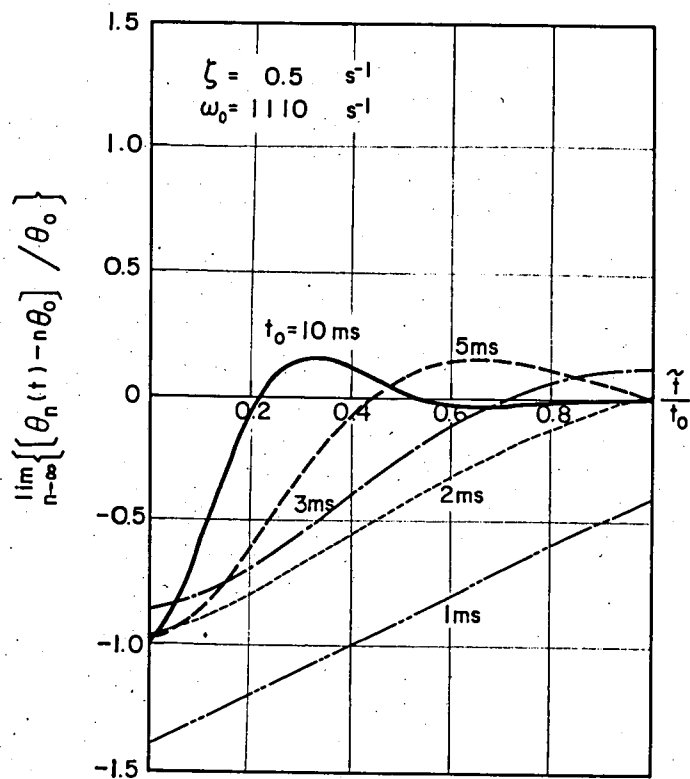


図 2.37 三相ステップモータの定常追従特性の計算値

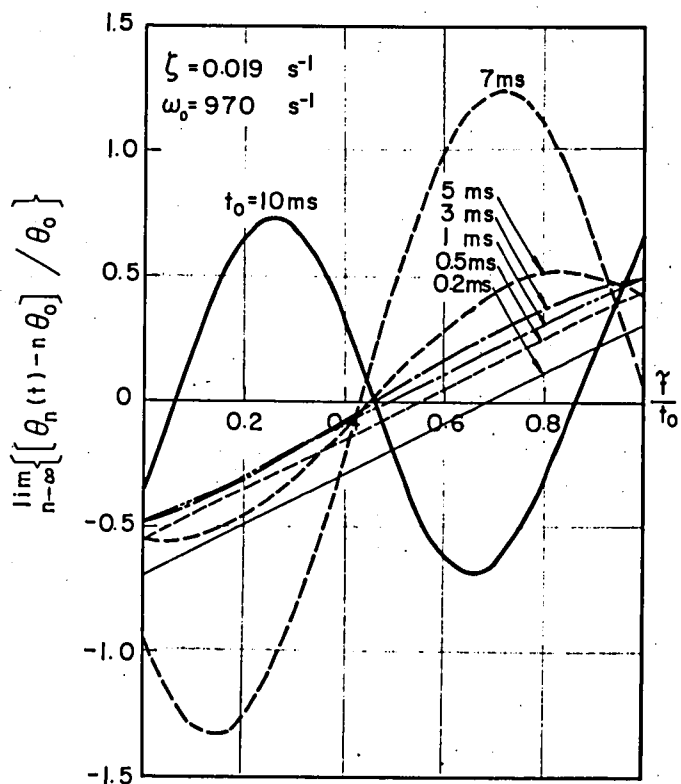
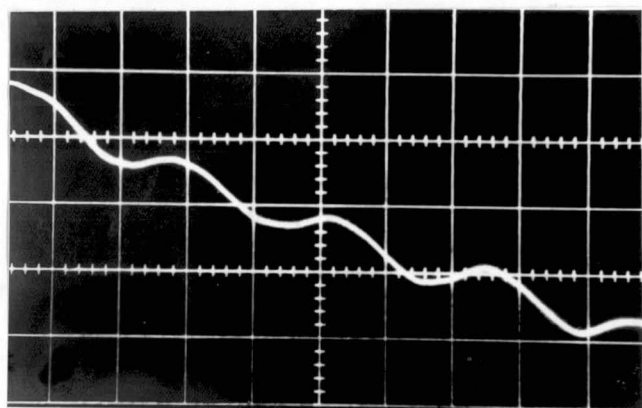
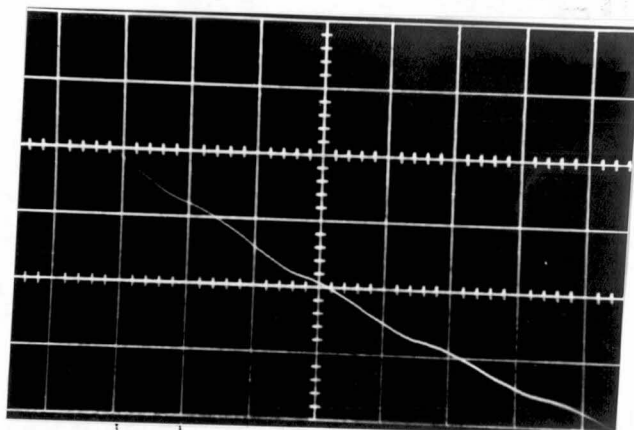


図 2.38 三相ステップモータの定常追従特性の計算値



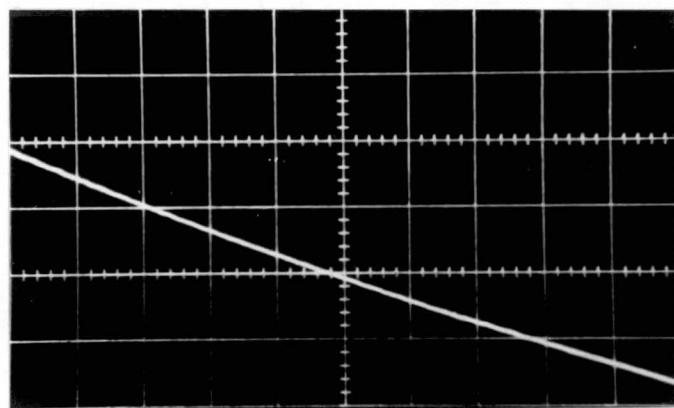
5ms

(a)  $t_o = 3 \text{ ms}$  (始動時)



5ms

(b)  $t_o = 3 \text{ ms}$  (定常時)



5ms

(c)  $t_o = 1 \text{ ms}$  (定常時)

図 2.3 9 連続応答特性の実測写真

## 2.4 等価十二相駆動方式

### 2.4.1 三相ステップモータの主な駆動方式の分類

三相ステップモータの駆動方式は、三相励磁巻線の電流をオンオフする組みあわせによって得られる。三つあるいはそれ以上の安定点を入力パルスに応じ順次たどるように駆動回路の論理を構成すればよい。すなわち、

- (a) 三相のうちの一相ずつを順次励磁する一相励磁駆動方式
- (b) 適当な二相を同時に励磁したときに得られる三つの安定点をたどる二相励磁駆動方式
- (c) 上記の一相励磁と二相励磁を交互に行ない六つの安定点を歩進する一・二励磁駆動方式

(d) 1 ステップ中の時間切換えで上記の一・二励磁の2ステップ分を歩進する一相二相切換え励磁駆動方式

などがある。図 2.4 4 は一相励磁駆動方式または二相励磁駆動方式の駆動回路の最も簡単な一例をブロック線図で示したものである。図 2.4 0 において  $FF_i$  ( $i = 1, 2, 3$ ) として示したものは、フリップフロップ回路、 $A$  はアンドゲート回路、 $O$  はオアゲート回路で、これらの回路要素によって可逆リングカウンタを構成している。指令パルスが  $CW$ 、 $CCW$  の二つの入力端子のどちらから加えられるかにより回転方向が逆転する。すなわち、現在励磁状態にある相に対応するフリップフロップ回路（たとえば  $FF_2$ ）の信号により、次にくるパルスが  $CW$  端子からのときは時計方向に隣接するフリップフロップ回路（ $FF_3$ ）をセットし、 $CCW$  端子からのときは反時計方向に隣接する回路  $FF_1$  をセットするようにゲート回路がくまれている。また、それと同時に励磁状態にある  $FF_2$  自身は、それに隣接するオフ状態の  $FF_1$ 、 $FF_3$  の信号によりセットされるようにゲート回路がくまれている。したがって、三相可逆リングカウンタ回路を構成する各フリップフロップ回路の出力としては、入力パルスごとに一つの導通状態が順次移動する形となり、位相を  $180^\circ$  かえれば（フリップフロップ回路の出力端子を切換える）二つの導通状態が順次移動する形となって、先に説明した一相励磁、二相励磁駆動方式に対応する駆動回路になる。乱調防止を駆動方式により行なおうとすると、この回路はさらに複雑化する。しかしながら、トランジスタ回路や集積回路の普及した今日では、これらの回路も比較的容易に構成される。一方、励磁巻線の電流スイッチング回路についても、ステップモータの高速化の要求から

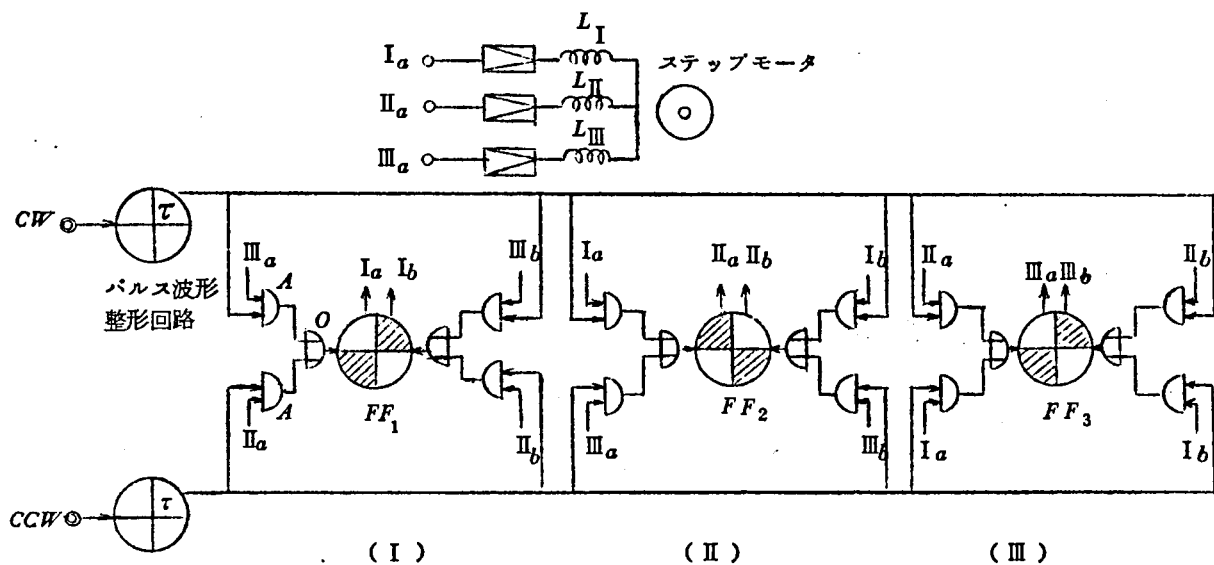


図 2.4 0 三相ステップモータの駆動回路構成図

できるだけ巻数を減らし大電流駆動する必要がある。これも最近では大電流高速スイッチ素子として高逆耐圧パワートランジスタ，あるいはサイリスタなどが開発され信頼度高く動作させることができる。図 2.4 1 (a), (b), (c), (d) は上記各駆動方式を行なったときの入力パルスと励磁電流の関係である。

各駆動法はそれぞれ長所欠点があり，用途によって使いわけることが必要である。たとえば，(a) の一相励磁駆動方式は駆動回路が簡単で所要電力も少なくすむが，特定の周波数でしか安定に便えない。(b) の二相励磁駆動方式は同様に回路は簡単で(a)よりもトルクは大きくなり振動もやや少なくなるが，やはり特定の周波数でしか安定でなく消費電力がふえる。(c) は(a), (b) よりも回路がやや複雑になるかわりに動作周波数が若干広がる。(d) は切り換え時間を調整することによってかなり減衰のよい応答をうることも可能であるが，負荷変動によって応答がかわること，起動トルクが(b)の場合より小さいこと，最高動作周波数が切り換え時間によって制限されることなどの欠点がある。

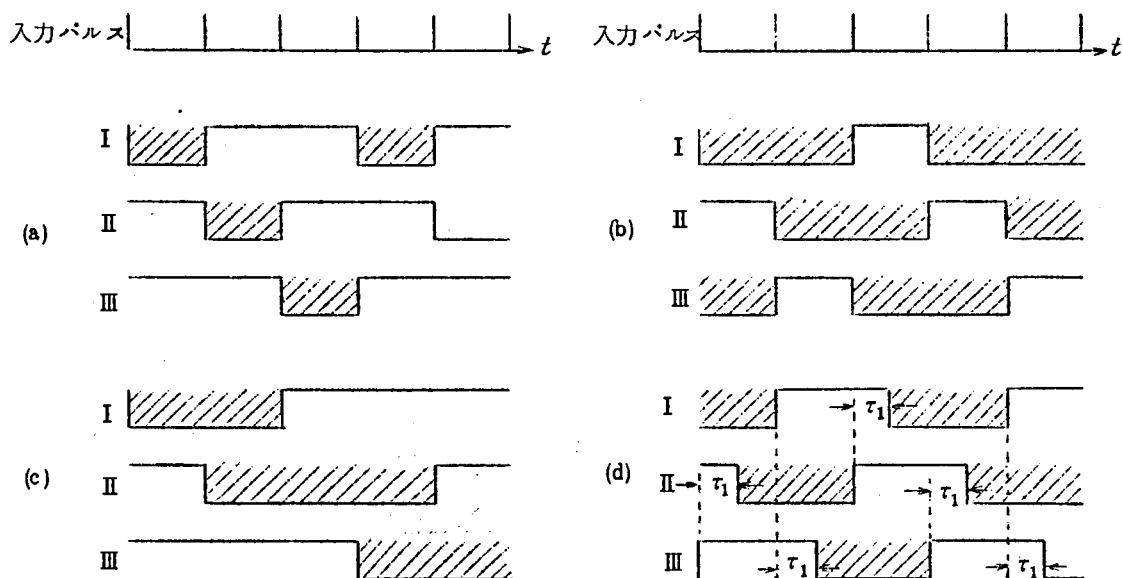


図 2.4 1 各駆動方式における各相励磁状態の推移

さて、ここで二相励磁駆動方式についてその問題点を指摘する。図 2.4 2 は一相励磁駆動方式と二相励磁駆動方式のときに得られる静トルク特性の一例を表わしており、それぞれの安定点は交互に現われている。

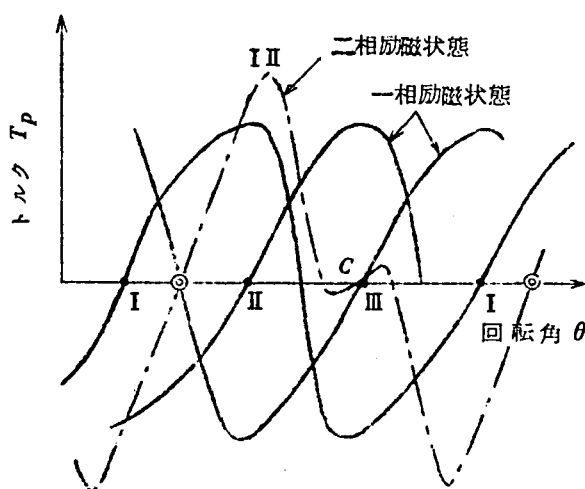


図2.4 2 一相励磁駆動方式と二相励磁駆動方式のトルク特性の比較

図からもわかるように、二相励磁駆動方式は初期トルクも大きく、歩進動作中かならずどれかの相が励磁状態にあるので制動効果があり、インディシャル応答はたちあがり良く非振動的になる。しかも入力パルスの到来とともに今まで励磁状態にあ

った二つの相のうち一方がオフになり、無励磁であった別の相の電流がオンになるので、これらの励磁状態の切り換わりはともに回転方向のトルクを発生する。すなわち、先に第 2.3.1 項でふれたように、巻線時定数のために励磁電流がオンするときの電流のたちあがり悪くても、すでに励磁されている二相のうち一方の相の電流は瞬時にオフされるので、これによって回転トルクが発生し、いわゆる始動時の不動時間は一相励磁駆動方式の場合にくらべ非常に小さくなる。しかしながら、ここで注意しなければならないのは、一相励磁の場合二つの安定点の間のトルク極性の切り換わる点は、トルクの勾配が急峻な不安定点であったものが、二相励磁ではそれぞれの相に発生するトルクの差になるので、トルク特性の形によっては図 2.4 2 に示すように、トルクは小さいが安定点になり、その両側に不安定点ができることがある。図 2.4 2 で C として示したのがその新しい安定点で、このために安定動作角範囲が狭くなり、指令パルスのタイミングによってはこの安定点 C に引かれることもありうる。図 2.4 3 は二相励磁駆動方式によって、2 ステップ応答を求めた際、上述した偽安定点 C に引かれて誤動作した例である。すなわち、平衡点 I III から II III をへて III の平衡点へ歩進すべき応答が、II 相、I 相の両相励磁における偽安定点 C に吸引されたものである。このような現象は特に摩擦負荷の大きい場合におこりやすく、入力パルス数とステップ数があわなかったり、乱調になることが多い。ただこの誤動作は普通に動作しているときには気がつかないために、今まであまり指摘されず、単純に二相励磁駆動方式



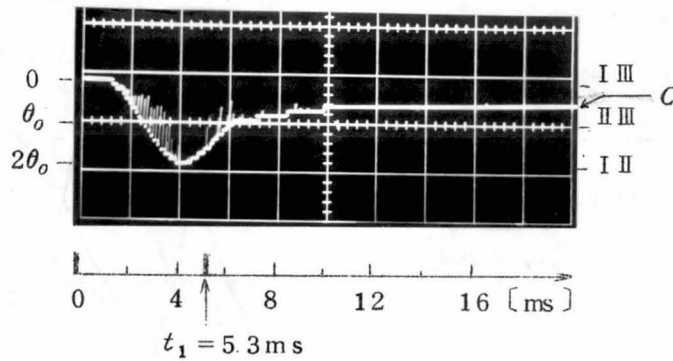


図 2.4.3 二相励磁駆動方式において偽平衡点  $C$  へ吸引された例

が一相励磁駆動方式よりもすぐれたものであるとされているが、上述した問題点を内蔵する駆動方式であることに注意する必要がある。

なお、その解決法としては、先に第 2.2.2 項でふれたように回転子極の極幅を固定子極よりやや小さくして、二相励磁状態におけるトルク特性を安定点  $C$  が生じないように改善すればよい。また、切換え励磁駆動方式とすればこのような問題はなくなる。

#### 2.4.2 相数、極数と応答特性の関係

ステップモータの最も重要な特性の一つとして最高始動周波数が考えられる。これはステップモータが 1 ステップ歩進するのに必要な時間  $t_m$  (トルク慣性比  $\eta$  と 1 ステップ回転角  $\theta_0$  から求まる) と許容始動遅れ角 (安定動作角範囲  $A_2$  で規定される) との関係によって決まり、いずれもステップモータの相数、極数と密接な関係がある。

1 極あたりの軸トルク特性を図 2.4.4 の点線に近似すると、始動時の初期トルク  $T_{1s}$  に対して  $\eta$  は

$$\left. \begin{array}{ll} \theta_U > \theta_0 > \theta_L \text{ のとき} & \eta = \frac{p T_1}{\phi J_m} \\ \theta_0 < \theta_L \text{ のとき} & \eta = \frac{p T_1 \theta_0}{\phi J_m \theta_L} \end{array} \right\} \dots\dots\dots (2.84)$$

ただし、 $T_1$  は 1 極あたりの最大トルク、 $J_m$  は回転子の慣性モーメント、 $\theta_L$ 、 $\theta_U$  は最大トルクになる回転角範囲を規定する角位置である。したがって、トルク慣性比の観点から極数は  $\theta_0 \simeq \theta_L$  になるように、すなわち  $\frac{2\pi}{\phi \theta_L}$  近辺の値に選ぶのが良いことがわかる。実際には工作上最大極数は制限され  $\theta_0 > \theta_L$  になるのが普通であるので、相数を増して  $\theta_0$  を小さくすることを考えてみる。

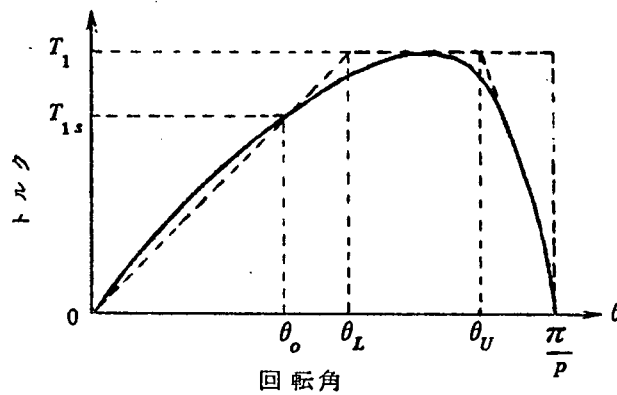


図 2.4.4 始動時のトルクと相数極数の関係

ここで相数と応答特性の関係について検討する。ステップモータの応答特性の評価のための測度としては、 $\eta$  よりもむしろ 1 ステップの所要時間に関連する

$$t_m = \sqrt{\frac{2 \theta_0}{\eta}} \quad \dots\dots\dots (285)$$

を定義して用いるのがよい。すなわち、 $\eta$  が一定なら  $\theta_0$  は小さくするほど 1 ステップに要する時間  $t_m$  は小さくなり、毎秒進みうるステップ数は増すことになる。さらに始動特性については、安定動作角範囲  $A$  が大きいと許容される始動遅れが増し、最高始動周波数も高くなる。これはいったん正常に始動すれば回転子の慣性モーメントのために見かけの  $t_m$  が小さくなるためである。このように最初の数ステップを正常に応答しうるかどうかが始動しうるか否かの分岐点になる。この観点から  $\phi$  相のステップモータに  $\frac{(\phi+1)}{2}$  ( $\phi$  : 奇数) または  $\frac{(\phi+2)}{2}$  ( $\phi$  : 偶数) 個のパルスを経間隔  $t_{m\phi}$  で印加したとき、始動遅れにより安定動作角範囲を逸脱しないためには、 $\phi$  が奇数の場合、 $\frac{(\phi+1)}{2}$  パルス目、すなわち  $\left\{ \frac{\phi+1}{2} - 1 \right\} t_{m\phi}$  時間後に少なくとも  $\frac{\theta_0}{2}$  だけ回転していること、 $\phi$  が偶数の場合、 $\frac{(\phi+2)}{2}$  パルス目、すなわち  $\frac{\phi t_{m\phi}}{2}$  時間後に少なくとも  $\theta_0$  だけ回転していることが必要である。したがって、 $\theta_0$  まで回転するのに要する時間を  $t_m$  として、

$$\frac{(\phi-1)t_{m\phi}}{2} = \frac{t_m}{2} \quad \text{および} \quad \frac{\phi t_{m\phi}}{2} = t_m \quad \text{から許容最少時間間隔 } t_{m\phi} \text{ を}$$

$$\left. \begin{aligned} t_{m\phi} &= \frac{t_m}{(\phi-1)} & \phi : \text{奇数} \\ t_{m\phi} &= \frac{2 t_m}{\phi} & \phi : \text{偶数} \end{aligned} \right\} \quad \dots\dots\dots (286)$$

と定義すると，これによって始動特性を評価できる。結局始動特性および第 2.3.2 項で求めた  $\frac{A}{A}$  で評価される安定性は相数が多いほどよくなることがわかる。

以上行なった検討結果から，サーボ用ステップモータの応答特性をよくするには，極数を工作上許される限度まで多く設計し，なおかつ  $\theta_0 \approx \theta_L$  になるまで相数も増すのが良い。

#### 2.4.3 等価十二相駆動方式の原理と構成

前項の検討結果からステップモータの応答特性安定性をよくするためには，一般には相数および極数を増さなければならない。しかしながら，極数は工作上的制限があり，相数も慣性モーメントが増えること，軸が長くなることなど構造的な制限がある。

ここに説明する等価十二相駆動方式は，三相ステップモータの本来の安定点のほかに各相の印加起磁力の大きさを制御して新しい安定点を作り，構造上の相数を増すことなく実効的に十二相のように動作させる駆動方式である。慣性モーメントはふえず，1 ステップの回転角  $\theta_0$  は  $\frac{1}{4}$  になり，許容逆転角範囲  $A_2$  は式 (2.6 9) から約 2.5 倍になるので，乱調に対する安定性，および始動特性はともに大幅に向上する。

図 2.4 5 は本駆動方式における停止位置を円周方向に模型的に書いたもので，図 2.4 6 はその場合の回転子極の関係位置を展開して表わしたものである。ここで I, II, III は各相を単独に励磁した場合，I II, II III, III I は 2 相組み合わせで励磁した場合，I II', I' II, III I', III' I, ... などは 2 相組み合わせで励磁し，しかもその起磁力の大きさを制御して得たトルク平衡点を表わしている。

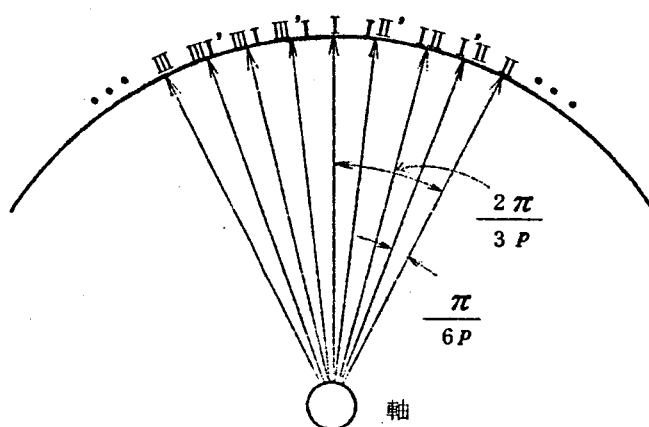


図 2.4 5 各停止点の関係位置

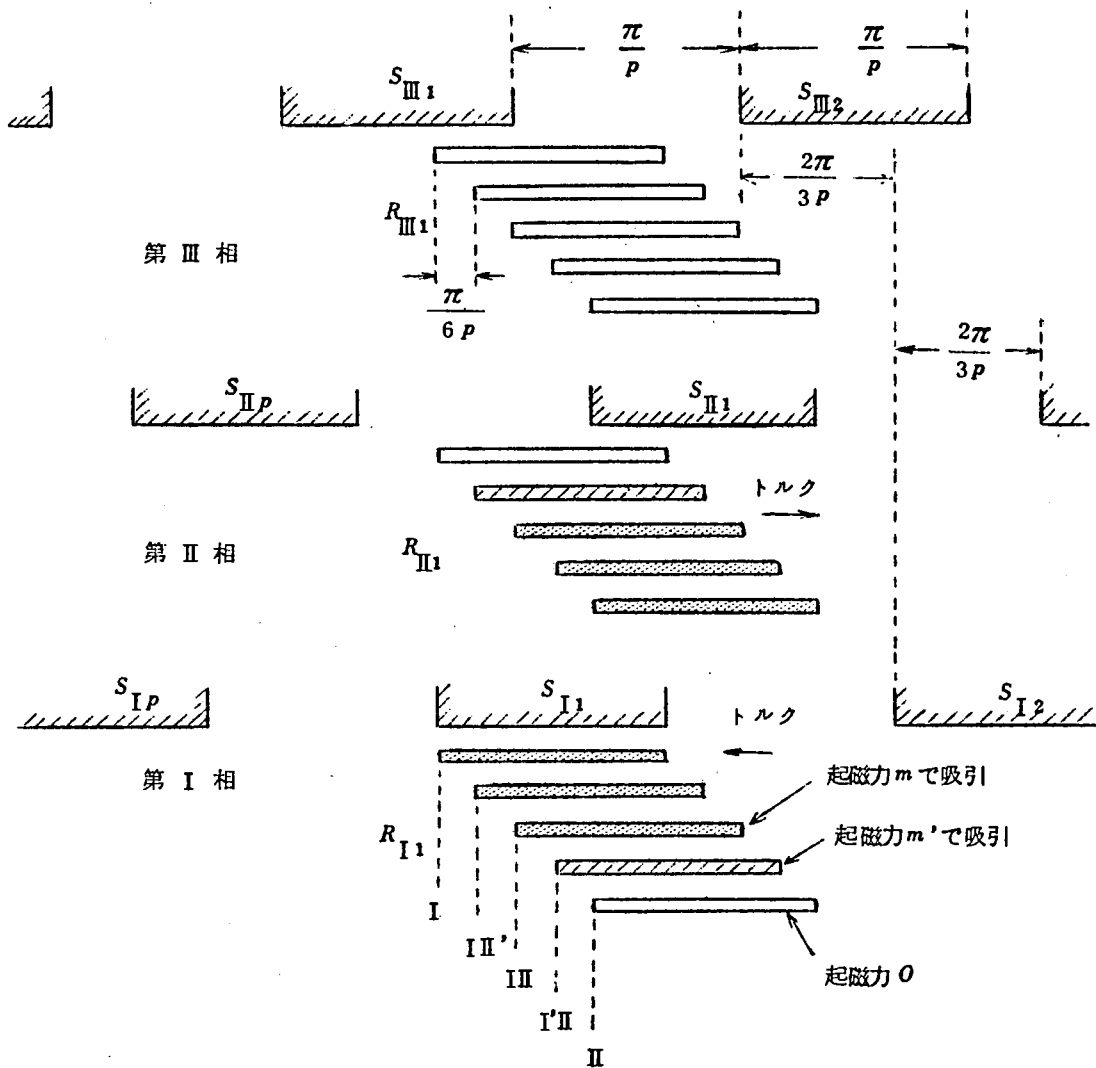


図 2.4 6 各トルク平衡点における極の関係位置

このようなトルク平衡点をうるためには、各相に印加すべき起磁力はそれぞれ表 2.4 のように 3 値となり、一般には磁気特性の非線形性のために  $m = 2m'$  とはならない。したがって、各相の巻線を主巻線と補助巻線とに 2 分割し、それぞれ別個の駆動論理にしたがって駆動することにした。表 2.5 はその一例で、本論理はたとえば図 2.4 7 に示す回路で構成することができる。パルス振り分け用ゲート回路は、2 ビットの可逆カウンタ回路によって制御されており、リセット状態を図のように決めておけば  $CCW$  あるいは  $CCW$  からの入力パルスに対して図 2.4 8 のタイミング図のように動作することは容易に理解される。図 2.4 9 は三相ステップモータとその等価十二相駆動装置の外観写真である。

表 2.4 各トルク平衡点における各相の所要起磁力

	I	II'	III	I'II	II	III'	IIII	II'III	III
I 相	$m$	$m$	$m$	$m'$	$0$	$0$	$0$	$0$	$0$
II 相	$0$	$m'$	$m$	$m$	$m$	$m$	$m$	$m'$	$0$
III 相	$0$	$0$	$0$	$0$	$0$	$m'$	$m$	$m$	$m$

$m > m'$  : 印加起磁力

表 2.5 各トルク平衡点に対応する駆動論理

	I	II'	III	I'II	II	III'	IIII	II'III	III
I	1	1	1	0	0	0	0	0	0
II	0	0	1	1	1	1	1	0	0
III	0	0	0	0	0	0	1	1	1
I''	0	0	0	1	1	0	0	0	0
II''	0	1	1	0	0	0	0	1	1
III''	1	0	0	0	0	1	1	0	0
I'	0	1	0	1	0	1	0	1	0
II'	0	0	0	1	0	0	0	0	0
III'	0	1	0	0	0	0	0	1	0
III'	0	0	0	0	0	1	0	0	0

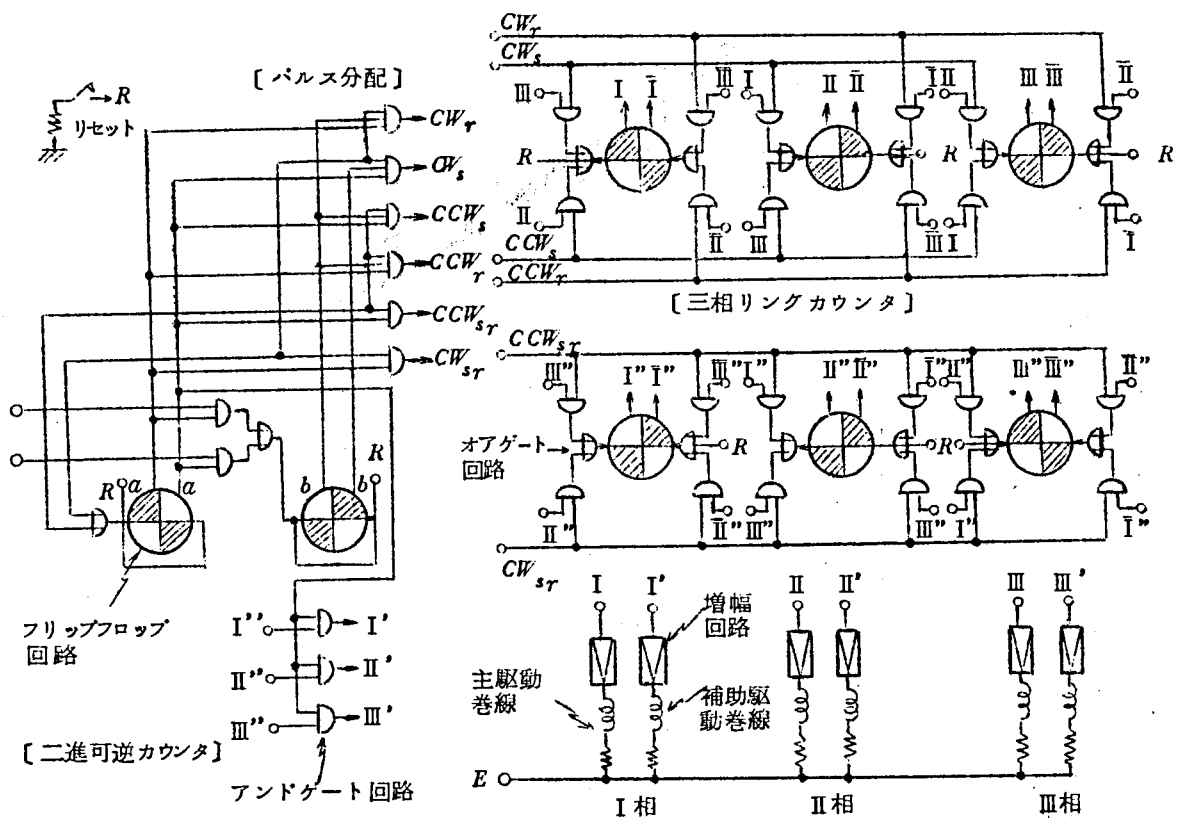


図 2.4 7 等価十二相駆動装置の回路構成図

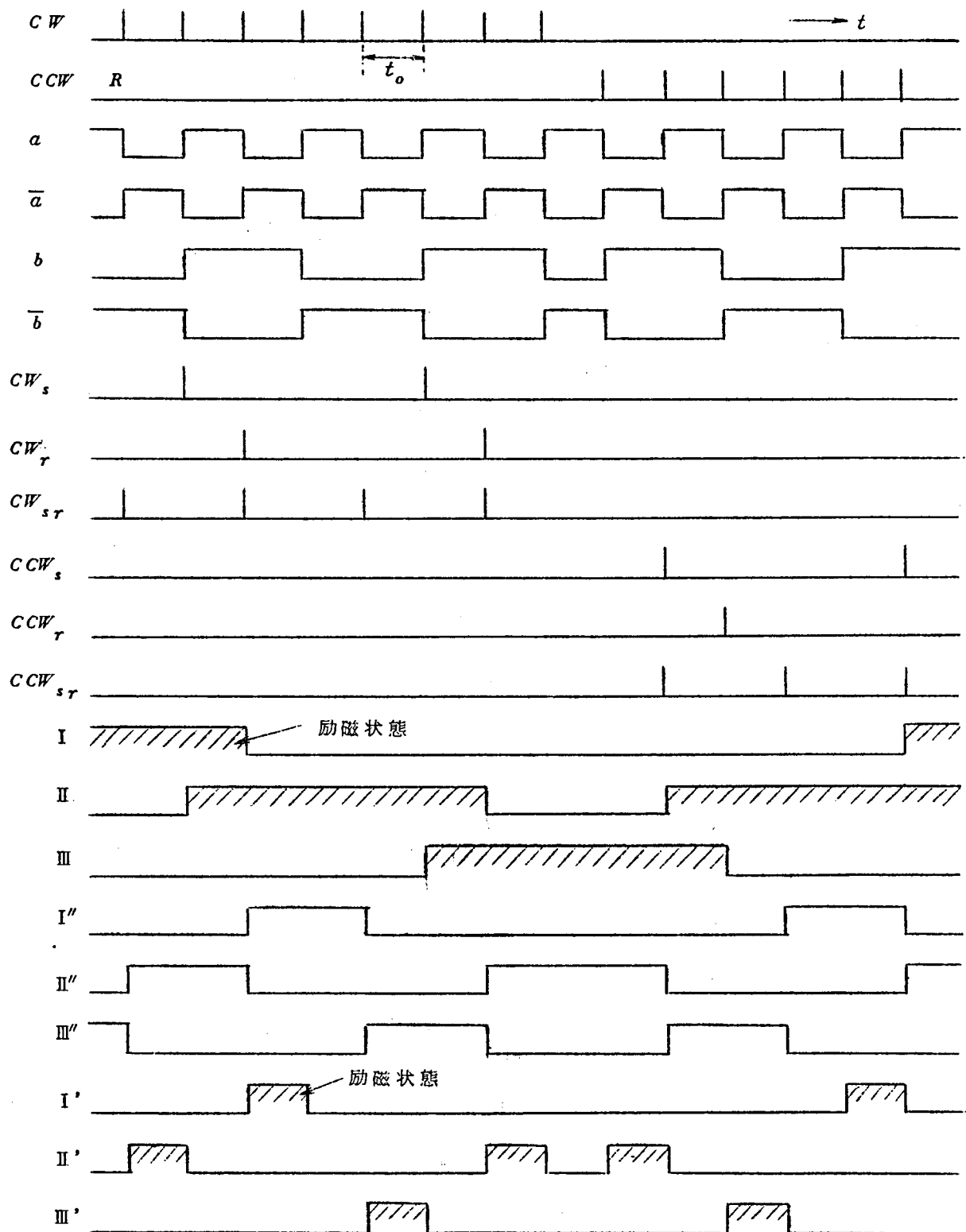


図 2.48 回路各部のタイミング図

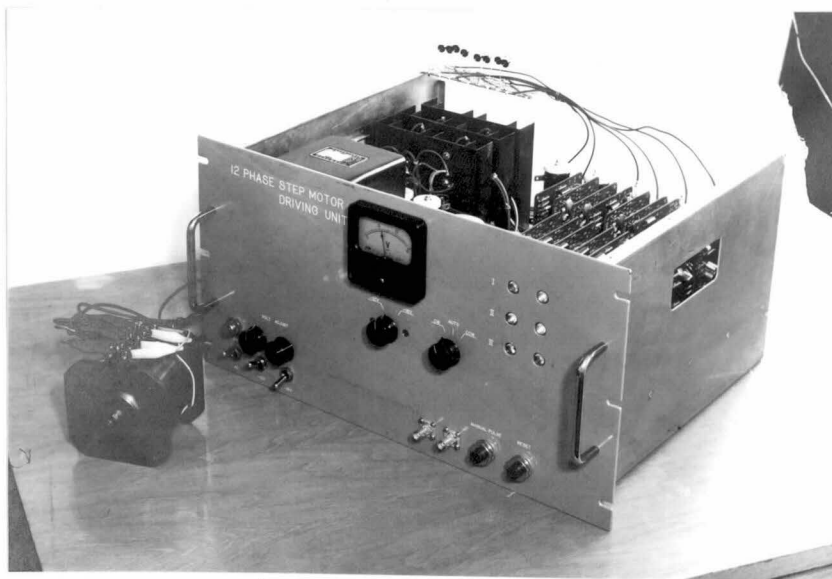


図 2.4 9 三相ステップモータの等価十二相駆動装置

#### 2.4.4 等価十二相駆動方式による特性

本駆動方式は三相のうちの二相に印加する起磁力の大きさを制御し，そのトルク平衡点が停止点となるので，固定子および回転子極鉄心の磁気的ヒステリシスは停止点の精度に影響する。図 2.5 5 は相異なる二相に印加する励磁電流を制御し，トルク平衡点で停止する回転角位置を示した実験結果の一例である。二相を同じ起磁力で励磁したときの停止点（たとえば  $I II$ ）に比べ，印加起磁力を不平衡にして作った停止点（たとえば  $I II'$ ）はかなり幅をもつことになる。これは鉄心材料の問題であり本駆動法の最も大きな欠点となっているが，磁極を積層化するか回転子極の幅を固定子極より幾分小さくすることによってある程度改善される。しかしながら，このような高速駆動を目的としたステップモータの停止点の精度は，デジタル制御機器としての分解能の範囲内であれば良いと考える。本ステップモータの場合は，三相 20 極であるから等価十二相駆動方式で駆動したときの 1 ステップの歩進角は  $1.5^\circ$  となる。したがって，停止点精度は  $\pm 0.7^\circ$  程度であればよい。図 2.5 1 は主巻線起磁力 150 A T，補助巻線起磁力 100 A T にし，励磁状態を順次切換えて停止点精度を測定したものである。上述のように  $I II'$ ， $II I'$  などの停止点は誤差零の線よりややはずれているが，これらの誤差は累積するものではないので問題はない。

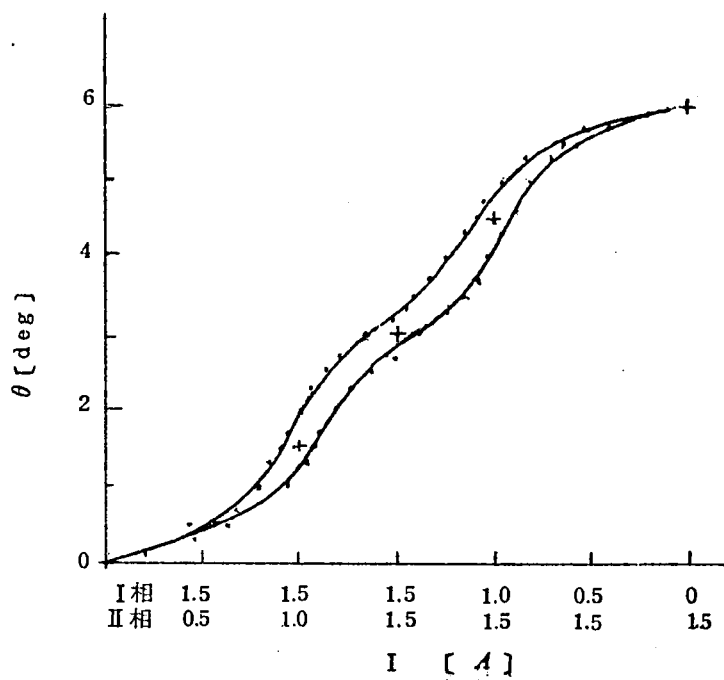


図2.50 二相組合わせ励磁によるトルク平衡点のヒステリシス

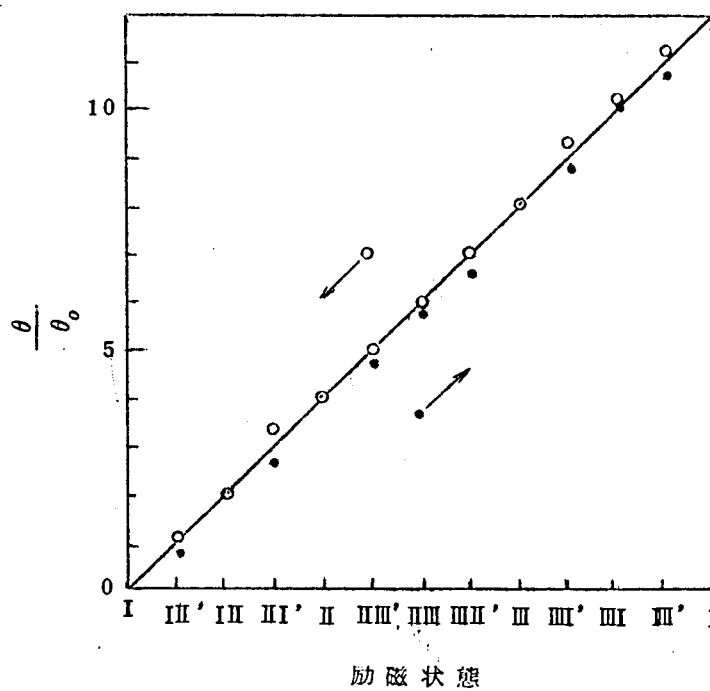


図2.51 トルク平衡点における停止精度



図 2.5 2 は各平衡点を生じる励磁状態において静トルク特性を測定したものである。それぞれかなり異なった特性になっているので、動特性とくに始動特性については励磁状態との関連において検討する必要がある。

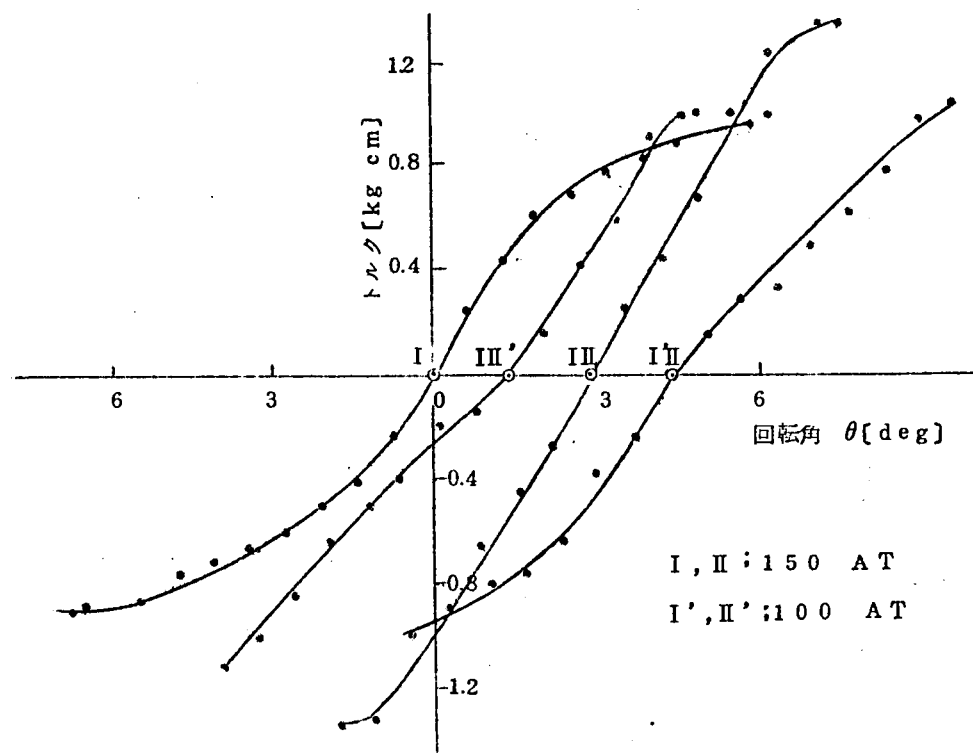


図 2.5 2 各励磁状態における静トルク特性

図 2.5 3 は軸にポテンシオメータを直結してインディシャル応答を測定したもので、ポテンシオメータの雑音小さい振動となって重なっているが、図 2.5 3 (a) (一相励磁駆動方式の場合に相当) に比べ図 2.5 3 (b), (c), (d) はいずれも減衰がよく、連続動作時の安定性に役だっていることがわかる。

表 2.6 は各安定点からの始動最高周波数の実測値で、いかなる停止点からも 2.000 pps 以上のパルス列に应答しうる。

図 2.5 4 は動作周波数と許容摩擦負荷トルクの関係で、乱調領域がないためになめらかなトルク特性を示している。周波数が高くなるとトルクが急速に減少しているが、これは巻線時定数の影響が現われ印加起磁力が減るためである。

従来ほとんどすべてのステップモータは、入力パルスの密度分布が不均一になると非常に不安定になるので、均等パルス間隔の指令パルスを用いるのが普通である。しかしなが

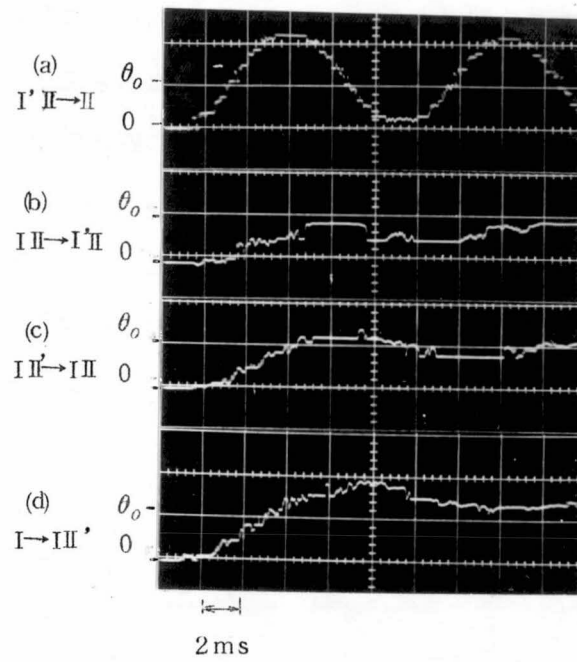


図2.5.3 等価十二相駆動方式によるインディシャル応答

表 2.6 最高始動周波数の実験値

始動時の励磁状態	(pps)	
	$CW$	$CCW$
[ I ]	2 0 0 0	2 0 0 0
[ I II' ]	2 2 5 0	2 2 5 0
[ I II ]	2 4 5 0	2 5 0 0
[ I' II ]	2 4 0 0	2 2 0 0

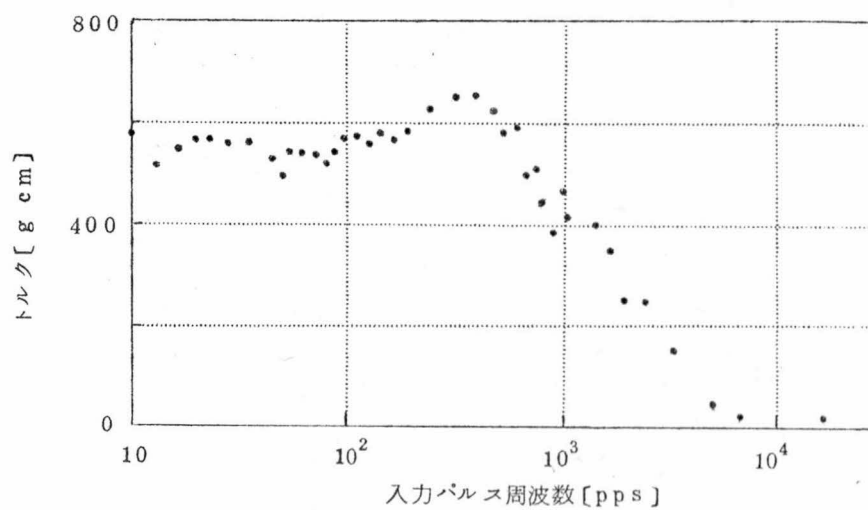


図 2.5.4 等価十二相駆動方式による三相ステップモータの許容摩擦負荷特性

ら、たとえば数値制御のパルス分配器からえられるパルス列は均等な分布ではなく、図 2.5 5 に示すように最悪の場合 1 : 2 の不均一が生じる。したがって、このようなパルス列に対するステップモータの安定性を改善することは、さらに広い用途への適用が可能になることを意味している。

一相励磁駆動方式でパルスの密度分布を変えても正常に動作できる周波数範囲は、無負荷の場合には非常に狭い範囲に限られる。また、摩擦負荷を加えても  $\frac{t_1}{t_2} > \frac{4}{10} \sim \frac{1}{2}$  の範囲で使えるようにするためには、約 150 ~ 200 gcm 相当の制動を加えなければならない。これはほとんど均等間隔のパルス列でしか使えないことを意味している。従来の駆動方式の中では一相二相切換え励磁駆動方式が最も安定であるが、切換え時間を最適にするとそのために最高動作周波数が約 400 pps 以下という低い周波数に制限されてしまう。

等価十二相駆動方式は、図 2.5 5 に示すようにわずかに本ステップモータの共振点付近 (250 pps 付近) の周波数でやや振動的な動作になるだけで、不均等パルス分布の影響をほとんど受けない。すなわち、パルス間隔がどのように不均一であっても、最小パルス間隔が 0.5 ms 以上であれば安定に動作できるという大きな特徴をもっている。

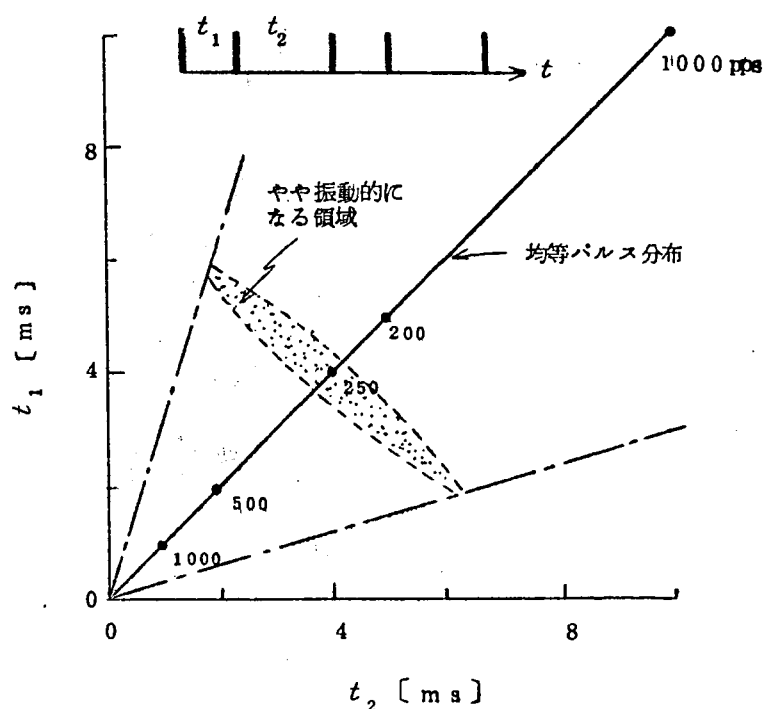


図2.5 5 不均等パルス列に対する応答

以上要するに，本駆動方式による三相ステップモータの特性は，入力パルス列が均等密度分布でない場合をも含めて，きわめて安定に動作し，その応答特性も約4倍向上している。これは表2.7に示すように，本駆動方式により安定性 $\frac{A}{A}$ が5倍以上，始動特性 $t_m$ が約4倍だけ一相励磁駆動方式より改善されたためである。なお，比較のため表2.7には構造的に十二相を構成した場合に得られる上記特性の計算値もあげた。

表 2.7 各種駆動方式によるステップモータの特性比較

特 性 値			三相ステップモータ		十二相ステップモータ
			一相励磁駆動方式	等価十二相駆動方式	一相励磁駆動方式
解 析 的 評 価	$\theta_o$ [deg]		6	1.5	1.5
	$T_p$ [kg·cm]		1.5	0.5	0.5
	$t_m^*$ [ms]		$t_m^*=3.2$	$\sqrt{3} t_m^*/2$	$\sqrt{3} t_m^*$
	$t_{m\phi}$ [ms]		$t_{m3}=1.6$	$\sqrt{3} t_{m3}/6 \approx 0.45$	$\sqrt{3} t_{m3}/3 \approx 0.9$
	$A_2 / A_2$		1.0	最小 5.5	5.5
実 験 的 評 価	最高始動周波数	pps	600	2000~2500	注 $t_m^*=t_m+t_d$
		ms	1.7	0.5~0.4	
	連続最高動作周波数 [pps]		7000	15000	
	乱調領域 [pps]		20 ~ 230	なし	

## 2.5 ステップモータの選定法

### 2.5.1 ステップモータの応答と動トルクの関係

連続的に加えられる入力パルス列に応答して回転しているときのステップモータの角度応答は，先に図2.39に示した計算結果からもわかるように，摩擦負荷をますと直線的な応答に近くなり，磁極の励磁状態と回転角の間に遅れが生じる。したがって，動的にたせるトルク $T_m$ は，図2.56に示すように静トルク特性の1ステップ分の回転角範囲における平均トルクで近似的に表わせる。静トルク特性を線型近似し，角度応答は $\Delta\theta$ の遅れをもった直線的応答であるとして，平均トルクを図2.56から求めると

$$(1) \quad -\frac{\pi}{p\phi} \leq \Delta\theta < \left(\frac{3\pi}{4p} - \frac{2\pi}{p\phi}\right) \text{ のとき}$$

$$\begin{aligned} T_m &= \frac{p\phi}{2\pi} \int_{\Delta\theta}^{\left(\Delta\theta + \frac{2\pi}{p\phi}\right)} \frac{4p}{3\pi} \cdot T_p \theta \, d\theta \\ &= \frac{4T_p}{3\phi} \left(1 + \frac{p\phi}{\pi} \Delta\theta\right) \dots\dots\dots (2.87) \end{aligned}$$

$$(2) \quad \left(\frac{3\pi}{4p} - \frac{2\pi}{p\phi}\right) \leq \Delta\theta \leq \frac{\pi}{p\phi} \text{ のとき}$$

$$\begin{aligned} T_m &= \frac{p\phi}{2\pi} \left[ \int_{\Delta\theta}^{\frac{3\pi}{4p}} \frac{4p}{3\pi} T_p \theta \, d\theta + \int_{\frac{3\pi}{4p}}^{\left(\Delta\theta + \frac{2\pi}{p\phi}\right)} \left(4T_p - \frac{4p}{\pi} T_p \theta\right) d\theta \right] \\ &= \frac{p\phi}{2\pi} T_p \left[ \frac{8\pi}{p\phi} \cdot \left(1 - \frac{1}{\phi}\right) - \frac{3\pi}{2p} + 4\left(1 - \frac{2}{\phi}\right) \cdot \Delta\theta - \frac{8p}{3\pi} \Delta\theta^2 \right] \quad (2.88) \end{aligned}$$

となる。図 2.57 は遅れ角度  $\Delta\theta$  に対する平均トルク  $T_m$  を式 (2.87) および式 (2.88) により計算したものである。これより動トルク  $T_m$  は動作状態に応じて  $\left(\frac{1}{2} \sim \frac{3}{4}\right) T_p$  程度の値になることがわかる。

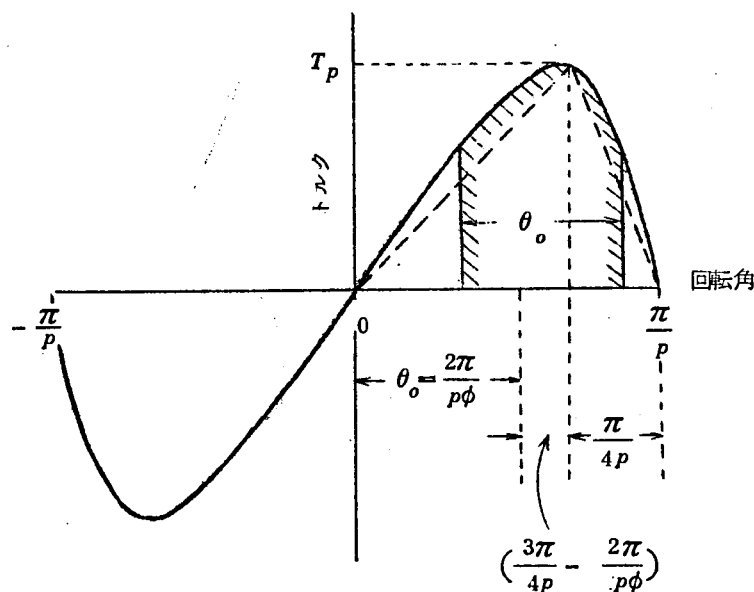


図 2.56 静トルクと動トルクの関係

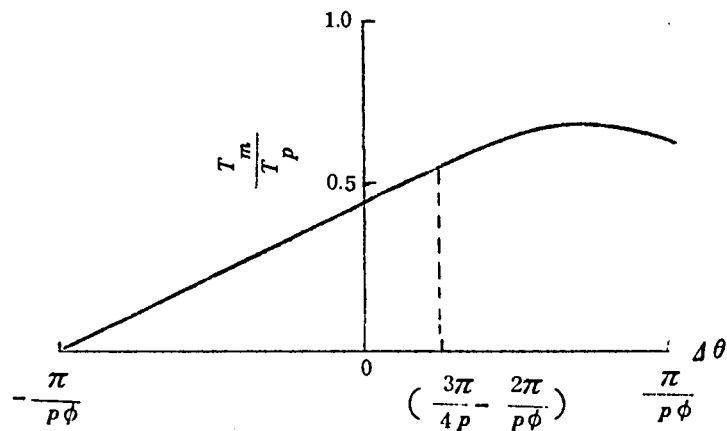


図 2.5.7 動トルクの計算結果

実際， $T_p = 1 \text{ kg-cm}$  のステップモータについて一相励磁駆動方式のときの最大動トルク  $T_m$  を測定したところ， $0.72 \text{ kg-cm}$  であり，ほぼ  $T_p$  の  $\frac{3}{4}$  になっている。動作周波数が非常に低いとき，およびステップモータの固有共振周波数近辺では，角度の応答が直線的でなくなり  $\frac{3}{4} T_p$  より小さくなる。また，動作周波数が非常に高くなり，励磁巻線の時定数が問題になりはじめると，実効的な印加起磁力がヘリ，トルクも徐々に減少していく。

### 2.5.2 動作周波数の選定

ステップモータの特性仕様は，一般に種々の表現の仕方が行なわれているが，基本になる項目は，

- (1) 1 ステップの回転角度  $\theta_o [\text{rad}]$
- (2) 静トルクの最大値  $T_p [\text{kg-cm}]$
- (3) 回転子の慣性モーメント  $J_m [\text{kg-cm-s}^2]$

である。

一方，ディジタルサーボ系の特性仕様の主なものは，

- (1) 分解能 ( resolution )  $\Delta [\text{rad}]$
- (2) 所要応答速度  $v_i [\text{rad/s}]$
- (3) 負荷の摩擦トルク  $T_L [\text{kg-cm}]$
- (4) 負荷の慣性モーメント  $J_L [\text{kg-cm-s}^2]$

で与えられる。

ステップモータと負荷との間の歯車の歯数比 $\xi$ は、

$$\xi = \frac{\theta_o}{\Delta} \quad (289)$$

に選定することが望ましいが、負荷によっては、さらに歯数比を増さねばならない場合がある。適宜、仕様を満たすようにステップモータを選定すること、歯数比を設計することが必要である。

歯車系をふくむ負荷の慣性モーメント $J_{Lg}$ は次式で表わせる。

$$J_{Lg} = J_L + J_g \simeq 1.1 J_L \quad \dots\dots\dots (290)$$

ただし、 $J_g$ は歯車の慣性モーメント[ $\text{kg}\cdot\text{cm}\cdot\text{s}^2$ ]である。

歯車系の伝達効率を $(1 - \epsilon)$ とすれば、歯車系をふくむ全摩擦負荷 $T_{LJ}$ は次式で表わせる。

$$T_{LJ} = (J_L \nu_i + J_g \nu_i + T_L) \epsilon + T_L = J_{Lg} \nu_i \epsilon + (1 + \epsilon) T_L \quad \dots\dots\dots (291)$$

ただし、 $\nu_i$ は負荷の所要加速度[ $\text{rad}/\text{s}^2$ ]であって、ステップモータが $N_s$  ppsで始動ないしは停止する場合には、近似的に次式で表わせる。

$$\nu_i = \frac{\frac{N_s \cdot \theta_o}{\xi}}{\frac{1}{N_s}} = \frac{\nu_m}{\xi} \quad \dots\dots\dots (292)$$

$\nu_m$ はステップモータの始動時の所要加速度である。

ステップモータが動的にだせるトルクの最大値を $T_m$ [ $\text{kg}\cdot\text{cm}$ ]とすると

$$\begin{aligned} T_m &\geq \frac{J_{Lg} \epsilon \nu_i + (1 + \epsilon) \cdot T_L}{\xi} + J_m \nu_m + \frac{J_{Lg} \nu_i}{\xi} \\ &= \frac{(1 + \epsilon)}{\xi} (J_{Lg} \nu_i + T_L) + J_m \nu_m \quad \dots\dots\dots (293) \end{aligned}$$

の関係を満たしている必要がある。

$T_m$ の値はステップモータの構造、駆動方式、駆動パルス周波数などによって変わるが、最も単純な一相励磁駆動方式を用いた場合は、上述したように $\frac{1}{2} T_p \sim \frac{3}{4} T_p$ 程度の値である。

さて、式(290)は次のように変形して書き直すことができる。

$$\eta_m \geq \frac{(1 + \epsilon)}{\xi} (1.1 \beta \frac{N_s^2 \theta_o}{\xi} + \beta \eta_L) + N_s^2 \theta_o \quad \dots\dots\dots (294)$$

ここで

$$\eta_m = \frac{T_m}{J_m}, \quad \eta_L = \frac{T_L}{J_L}, \quad \beta = \frac{J_L}{J_m} \quad \dots\dots\dots (295)$$

分解能  $d$  が与えられ、函数比  $\xi$  を  $\xi = \frac{\theta_o}{d}$  と選定した場合、ステップモータの動作周波数  $N_m$  pps は式 (2.94) より

$$N_s \leq \frac{1}{\sqrt{\theta_o}} \cdot \sqrt{\frac{\eta_m - \frac{(1+\varepsilon)\beta\eta_L}{\xi}}{1 + \frac{1.1(1+\varepsilon)\beta}{\xi^2}}} \quad \dots\dots\dots (296)$$

になるようにしなければならない。

$\frac{N_m \theta_o}{\xi} < v_i$  の場合は、ディジタルサーボの仕様を満足せず、ステップモータの選定を変更しなければならない。また、 $N_s$  がステップモータの共振周波数程度まで低くなると、前述のように  $T_m$  (すなわち  $\eta_m$ ) が急減するので、注意しなければならない。

なお、歯車系を介さないで、負荷を直結駆動する場合には式 (2.96) は

$$N_s \leq \sqrt{\frac{\eta_m - \beta \eta_L}{\theta_o}} \quad \dots\dots\dots (297)$$

になる。

図 2.58 は慣性負荷を直結駆動した場合の、最高始動周波数を求めたものである。計算値と実測値はかなりよく一致している。

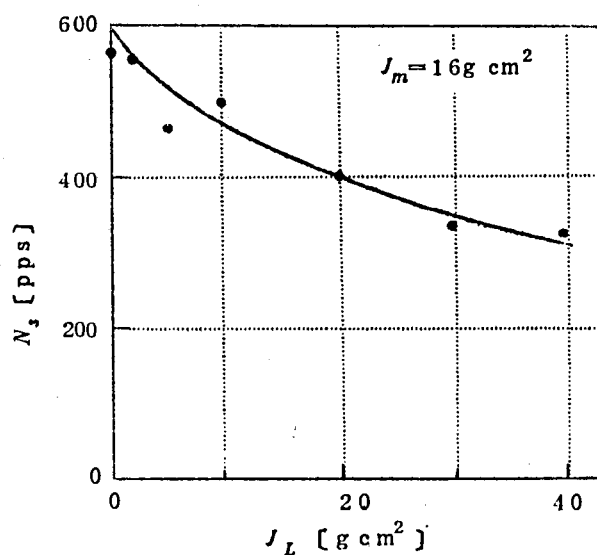


図 2.58 慣性負荷と始動周波数の関係



図2.59は歯数比1.4の歯車を介して慣性負荷を駆動した場合、図2.60は歯数比7の歯車を介して慣性摩擦負荷を駆動した場合の、最高始動周波数である。歯車系を線形とみなせる場合については、一応の目安をうることができる。しかしながら、ステップモータの1ステップの角度 $\theta_0$ に比べて、歯車のバックラッシュが無視できない場合、すなわち歯車系の非線形性が問題になるような使い方をする場合には、歯車の歯の間の衝突など複雑な現象が生じ、このような簡単な取扱いは困難になる。本来、ステップモータを用いることの目的のひとつが制御系を簡略化することにある以上、このような複雑な現象の生じ

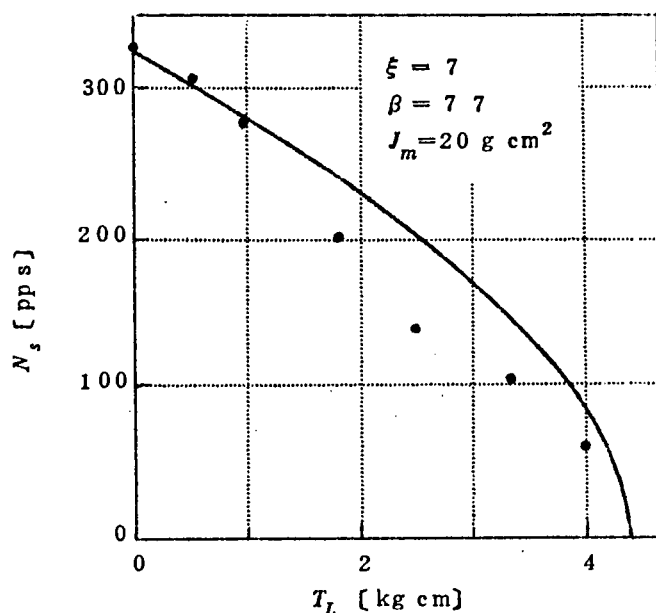


図2.59 摩擦負荷と始動周波数の関係

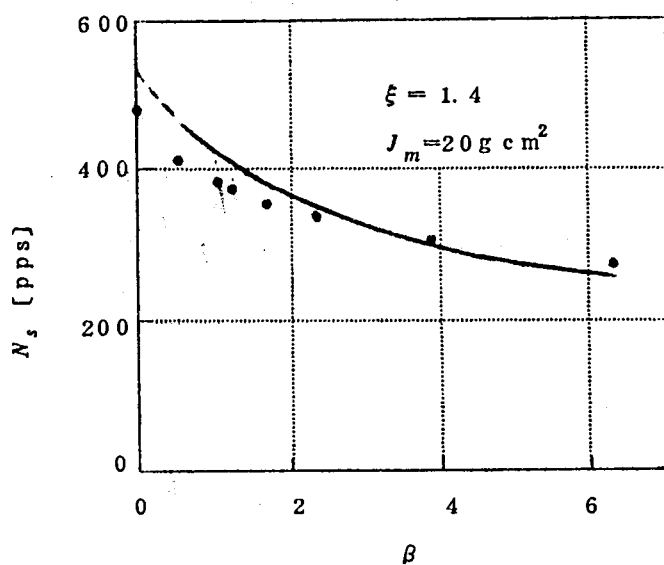


図2.60 歯車を介して駆動する慣性負荷の影響

る恐れのある使い方は避けるべきである。すなわち，負荷の要求に応じてステップモータの1ステップの回転角の適切なものを選定すること，および，歯車系としてリードスクリューやボールスクリューのように，バックラッシュの少ないものを用いることが必要である。

## 2.6 結 言

サーボ用ステップモータの動特性を動作する周波数領域によって，インディシャル応答，2ステップ応答，連続応答により解析し，最高始動周波数，乱調の原因ならびにその周波数領域，連続最高動作周波数などについて説明した。そしてステップモータが乱調なく動作するための安定動作条件を求め，またステップモータの相数極数と応答特性安定性との関係をあきらかにして，相数の大きいステップモータの特徴を説明した。

また，これらの検討結果をもとに，慣性モーメントを増すことなく実効的な相数を増し，応答特性，安定性とも大幅に改善した三相ステップモータの等価十二相駆動方式を提案した。不均等入力パルス列の場合でも0～2000ppsまで乱調なく安定に始動し，連続最高動作周波数は15000ppsにも及んでいる。

最後にステップモータの動トルクは静トルクの約 $(\frac{1}{2} \sim \frac{3}{4})$ になることを示し，負荷と動作周波数の関係を考察することによってステップモータの選定法をあきらかにした。

## 第 3 章

### 二 相 ス テ ッ プ モ ー タ

## 第3章 二相ステップモータ

### 3.1 緒 言

ステップモータは電氣的パルスを回転角に変換するもので、現在まで主として三相のものが開発されている。ほとんどのものがいわゆる数値制御用のディジタル-アナログ変換部に用いることを目的としているので、できるだけ高い周波数のパルス入力に対して始動でき、しかも全使用周波数範囲にわたって安定に動作する必要がある。

一般にステップモータを兩回転方向に自由に駆動しうるためには永久磁石を用いない限り三相以上の相数を必要とし、二相をそなえるだけでは不可能である。ところが、このようなステップモータでも駆動回路との協調を取り、時間的に実効的な相数をふやせば動作可能になる。

筆者は第2章における安定動作条件に関する検討結果をもとにして、二相可逆ステップモータとその駆動方式を開発した。三相ステップモータの等価十二相駆動方式が、安定動作角範囲をステップ角に対して大きくすることによって安定化したのに対し、本二相ステップモータは減衰のよいインディシャル応答をうることによって安定動作条件をみたすようにしたものである。この方式では、ステップモータ自体はむしろ駆動回路も大幅に簡略化されるという特徴がある。

三相ステップモータの場合に、乱調なく安定に動作させるためにはかなり複雑な駆動回路を必要とし、入力パルスの周波数によっては追従動作中の動的精度がはなはだ悪くなるのに比較して、二相ステップモータは非常にすぐれた特徴をもっている。

本章はこの二相ステップモータの特性上の特徴を明確にするために、任意の入力パルス列に対する応答の一般式を求め、この式をもとにして、駆動回路の切換え時間の選定法および追従動作中での動的精度などについて検討する。また、最高応答周波数をほぼ2倍にする回路など、駆動回路の改良に関する考案を行ない、解析的にもその動作を確認する。

## 3.2 二相ステップモータの構成

### 3.2.1 構造および動作原理

二相可逆ステップモータの固定子極および回転子極個々の構造は、図 3.1 に示すように、三相ステップモータの固定子極および回転子極群が 1 組減ったものを考えればよい。すなわち、軸を中心に放射状に配置された U 字型鉄心群に共通な環状の巻線をほどとした固定子と、この極に対応する凸極をもった回転子とからなり、軸方向に 2 組その極の関係位置が図 3.2 に示すように、ちょうど I 相と II 相で  $\frac{1}{2}$  ピッチ (電気角で  $\pi$  rad) だけずれるように配置してある。

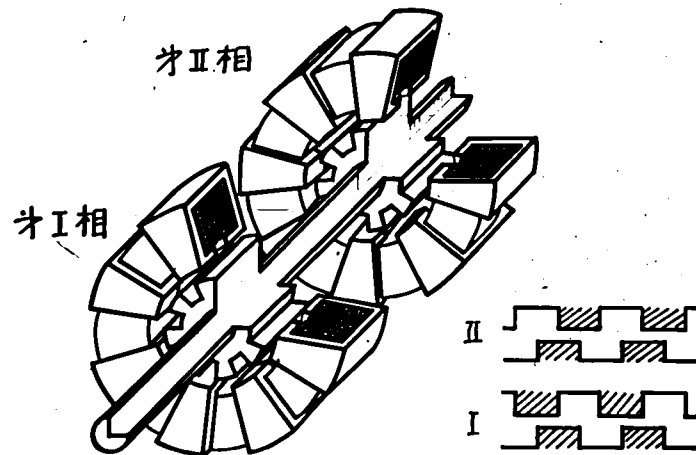


図 3.1 原理的な構造図

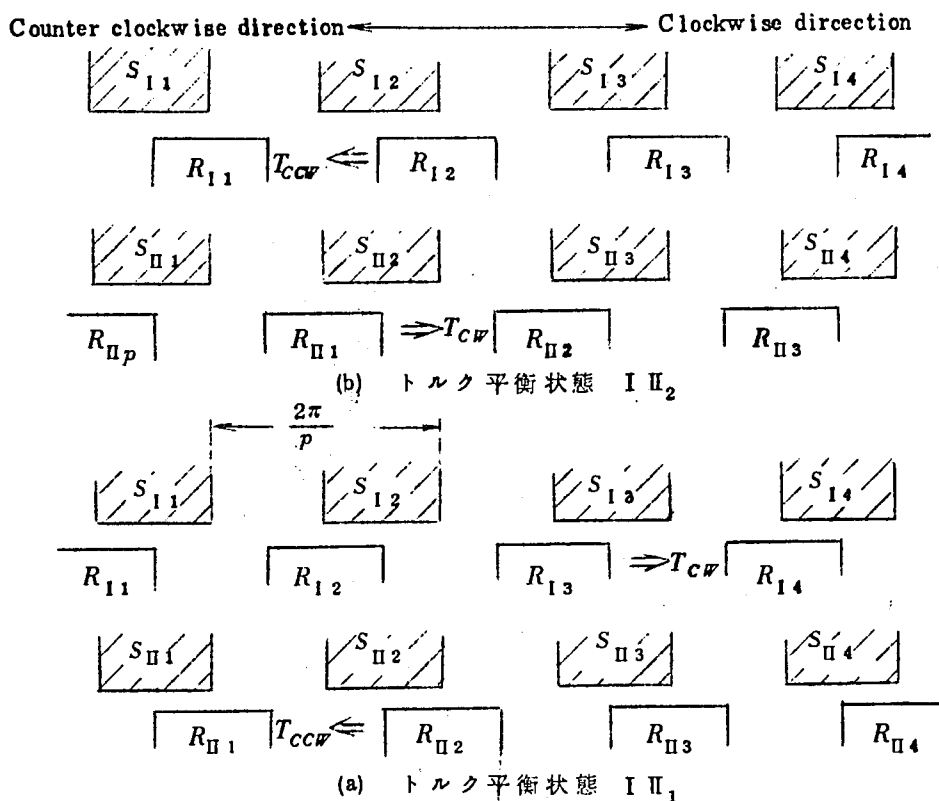


図 3.2 二相可逆ステップモータの固定子および回転子極の配置

図 3.2 において  $S_{Ij}, R_{Ij}, S_{IIj}, R_{IIj}$  (ただし  $j = 1, 2, \dots, p$ ) はそれぞれ第 I 相, 第 II 相に対応する固定子極および回転子極であって, 回転子極の方が第 I 相と第 II 相で  $\frac{1}{2}$  ピッチだけその関係位置がず

れている。各相を単独に励磁したときにえら

れるトルク平衡点は, 図 3.3 に示すように回転方向に等間隔に交互に現われる。両相励磁状態のトルク平衡点はその中間にあるので,

回転に伴うトルク特性の周期は単相励磁の場合の 2 倍になってい

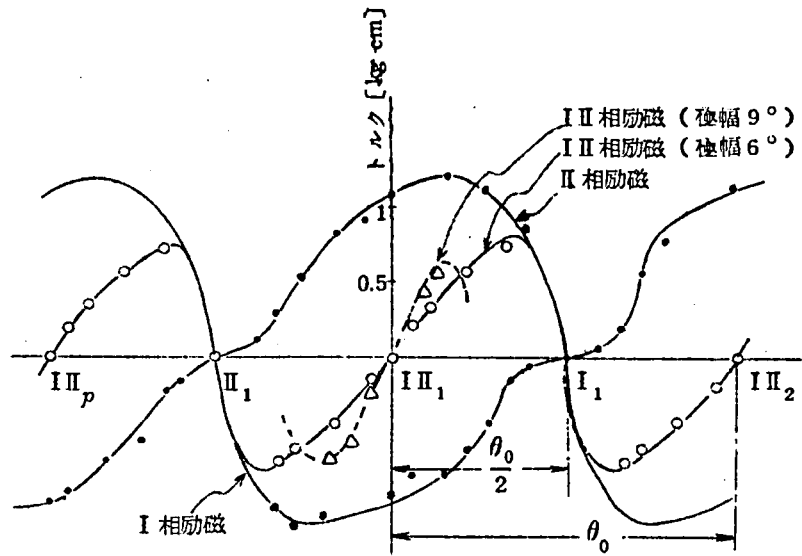


図 3.3 静トルク特性

る。すなわち, 図 3.2 (a), (b) に示すどちらかの状態で時計方向のトルク  $T_{CW}$  と 反時計方向のトルク  $T_{CCW}$  が平衡し安定点となっている。なお, 両相励磁状態のトルクは, 各相を単独に励磁したときにえられるトルクの差になっている。したがって, 単相励磁状態でのトルク特性が固定子極, 回転子極間の相対的角度に対して正弦波に近い形になっていると, 互に打消しあい両相励磁状態でのトルクがほとんどえられないことになる。両相励磁状態のトルクを大きくするためには, 図 3.3 に示すように単相励磁状態において最大トルクをうる角度位置ができるだけ両相励磁状態での安定点からはなれており, また, 互いに一方の相が最大トルクを生じる角度位置では, 他方の相は発生トルクが小さくなるように極構造を設計する必要がある。先に第 2. 2. 2 項において極構造について説明したが, このような特性をうるには回転子極の幅を固定子極の幅より若干小さくすればよい。すなわち, 図 3.3 に示すように単相励磁での平衡点を中心にして, 極幅の差に相当する角度範囲ではほとんどパーミアンスの変化がなく, トルク特性は平坦になる。

図 3.3 の実線は固定子極の極幅  $9^\circ$  に対して, 回転子極の極幅を  $6^\circ$  にした場合のトルク特性を示したものである。回転子極の極幅を  $9^\circ$  にした場合の両相励磁状態におけるトルク特性を比較のため破線で示した。  $6^\circ$  の場合の方が動作角範囲を大きくとれることがわかる。

以下に述べる特性はすべて回転子の極幅を  $6^\circ$  にしたものについて求めたものである。

このような構造、配置をもったステップモータで、両相励磁平衡点を停止位置とし、単相励磁を回転方向をきめるための初期駆動として用いれば、時計方向、反時計方向の両回転方向に駆動することができる。以下その原理を説明する。たとえば、図 3.3 において、両相励磁での平衡点  $I\ II_1$  にある状態から II 相の励磁だけオフにすると、トルクの平衡がくずれ回転子極は I 相励磁によるトルクにより、平衡点  $I\ I_1$  へ向って回転するが、回転子の慣性のためにこれを通りこし、ほぼ  $I\ II_2$  近くまでくる。この瞬間に再び II 相励磁をもオンにすれば、その位置が両相励磁での新しい平衡点になっているので、図 3.4 に示すような減衰のきいたステップ応答をうることができる。

すなわち本駆動法は、いわゆるポジカスト補償<sup>46)</sup> になっていて、両相励磁から単相励磁に切り変わったときの  $\frac{1}{2}$  ステップ応答は、図 3.4 に示すように非常

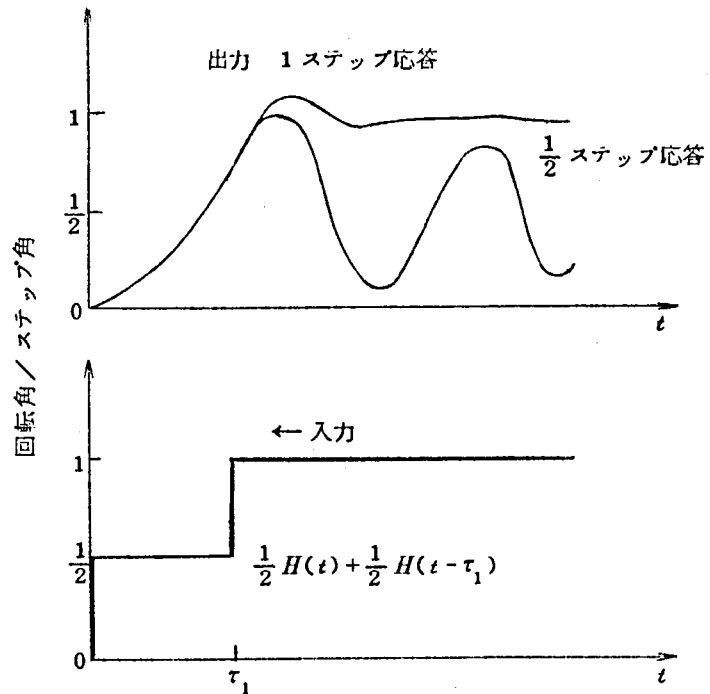


図 3.4 二相ステップモータの応答

に振動的な応答であるにもかかわらず、 $\tau_1$  時間後に再び両相励磁状態にもどすことによって、1 ステップ応答は行きすぎおよび振動の少ない理想的な応答になっている。

次に  $I\ II_2$  の状態からは、今度は I 相励磁を一定時間  $\tau_1$  だけオフにすることにより、同

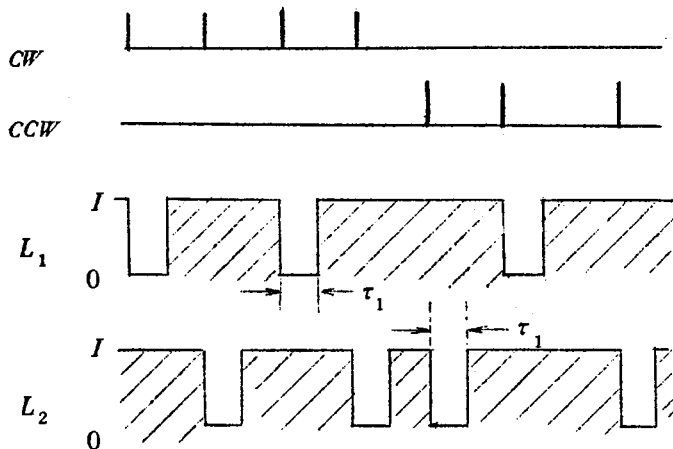


図 3.5 入力パルスと各相励磁巻線の通電状態

様に 1 ステップ進ませることができる。また、 $I\ II_2$  の状態から II 相励磁を一定時間  $\tau_1$  だけオフにすると逆に  $I\ II_1$  へもどり、次に I 相励磁を  $\tau_1$  だけオフにすると  $I\ II_p$  へ進む。このように本二相ステップモータは、停止しているときには両相励磁状態にして、入力パルスの到来ごとに順

次両相の巻線電流を交互に一定時間  $\tau_1$  だけオフすることによって駆動し、また途中で回転方向を変えるにはどちらかの相を続けて二度オフにすればよいわけである。

図 3.5 は時計方向および反時計方向の指令パルスに対する各相の励磁状態の変化を示したものである。入力パルスの周波数が高くなり、パルス間隔が  $\tau_1$  より小さくなると両方の相とも励磁されない状態が生じ動作できなくなる。したがって、最高動作周波数は  $\tau_1$  によって制限をうけることになる。

### 3.2.2 駆動方式

上述の動作原理よりわかるように、本二相ステップモータの駆動回路は非常に簡単である。図 3.6 は駆動回路の構成図である。なお、図 3.6 において点線で囲った部分の回路は、最高応答周波数を高めるために追加したもので、通常の動作では取り除いて  $dd''$ ,  $ee''$  は直結してもよい。

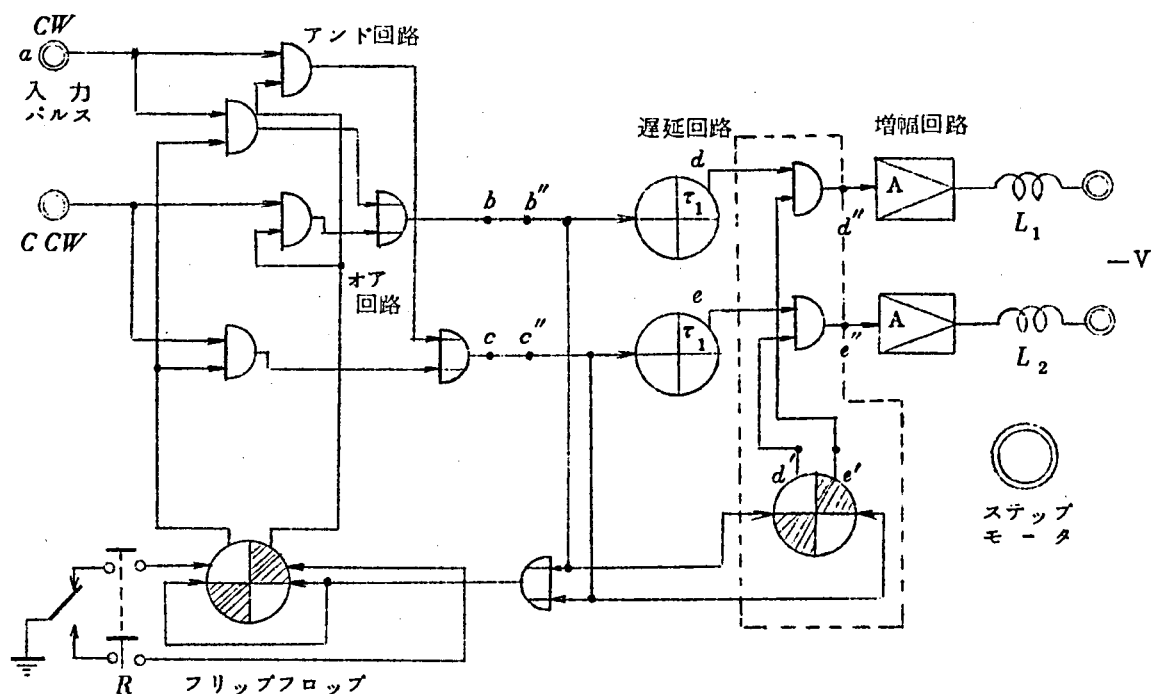


図 3.6 二相可逆ステップモータの駆動回路構成図

さきに説明した動作原理からもわかるように、本ステップモータを駆動する最高の周波数は切換え時間  $\tau_1$  によって制限され、最小入力パルス間隔が  $\tau_1$  よりも小さくなるような周波数では、両相とも無励磁の状態が生じて停止する。しかしながら、これは  $\tau_1$  を一定とした場合で、実際には高速で回転しているときは回転子の慣性のために見かけ上応



答が早くなっていて、切換え時間も  $\tau_1$  よりも小さくてよいはずである。回転状態に応じて  $\tau_1$  を最適にするように制御することも可能であるが、駆動回路が複雑化し本ステップモータの特徴を減じてしまう。

図 3.6 の点線内の回路は、 $\tau_1$  によって制限される最高応答周波数を、できるだけ簡単な方法で約 2 倍に高めることを目的として考案したものである。入力パルスの間隔  $t_0$  の大きさに応じて、

$t_0 \geq \tau_1$  のとき：切換え時間  $\tau_1$

$\tau_1 \geq t_0 > \frac{\tau_1}{2}$  のとき：切換え時間  $t_0$

になる。すなわち、許容最小パルス間隔は  $\tau_1$  から  $\frac{\tau_1}{2}$  まで改善されたことになる。ただし、 $\tau_1 \geq t_0 > \frac{\tau_1}{2}$  のパルス列に対しては、上述のように慣性の助けのもとで動いているものであり、この周波数範囲では起動することはできない。図 3.7 は入力パルス列  $a$  に対する図 3.6 の回路の動作タイミングを示したもので、電圧波形  $d''$ ,  $e''$  の斜線を引いた部分で各相の巻線  $L_1$ ,  $L_2$  の電流がそれぞれオフになる。

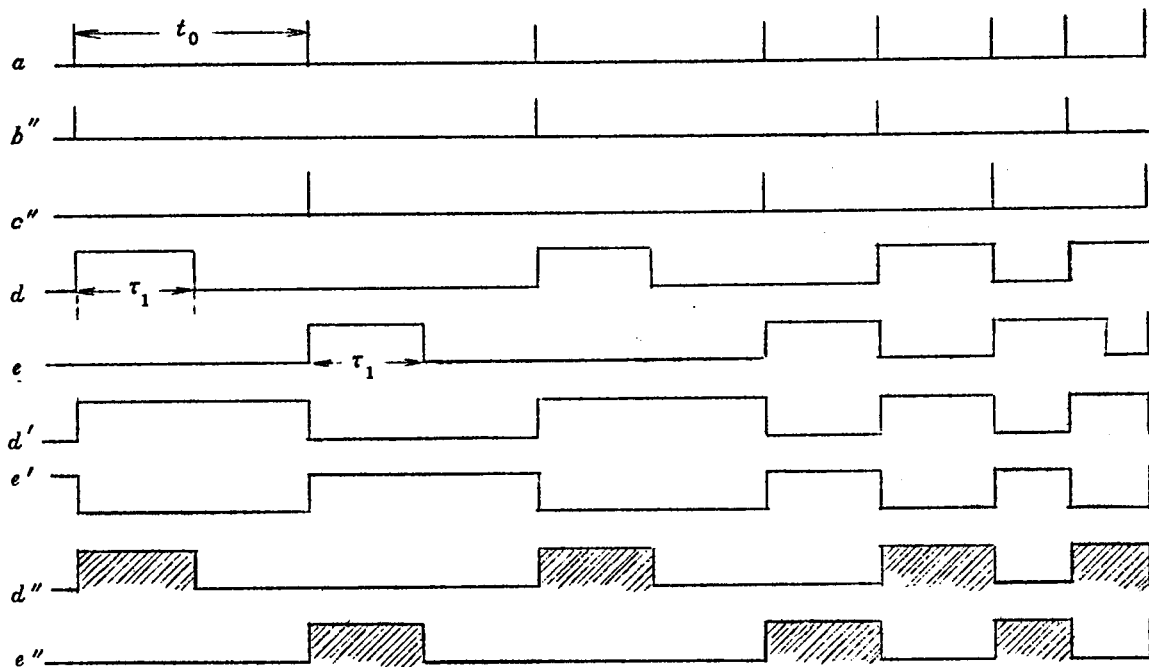


図 3.7 回路各部のタイミング図

次に、数値制御装置にこの種のステップモータを適用する場合の問題点について考えてみる。指令部からディジタル-アナログ変換部としてのステップモータへ与えられるパルス列は、普通二進パルス分配器によって作られるので、パルス列の密度分布はできるだけ

均等化されているものの、隣接しているパルス間隔に最大 1 : 2 の不均一性が残る。比較的低い周波数のパルスで駆動しているときには、この程度の密度分布の不均一性は問題ないが、入力パルスの最小パルス間隔が  $\tau_1$  近辺の値になってくると不安定になることがある。

最大 1 : 2 の密度分布をもつパルス列を均等化することは、三相ステップモータの駆動回路の場合相当複雑になるが、二相ステップモータの駆動回路では、図 3.8 に示すように  $a$  で与えられた入力パルスは直ちに  $b, c$  に示すパルス列にわけられるので、図 3.6 の  $bb'', cc''$  の間に図 3.9 の回路をそう入することによって図 3.8 の  $b'', c''$  で示すタイミングのパルスに変換することができる。 $a''$  で示したパルス列は説明の便宜上  $b'', c''$  にわかれてえられるパルス列を、連続的な指令パルス列に書き換えたもので、これにより隣接しているパルス間隔が最大 1 : 1.5 の密度分布まで平滑化されていることがわかる。

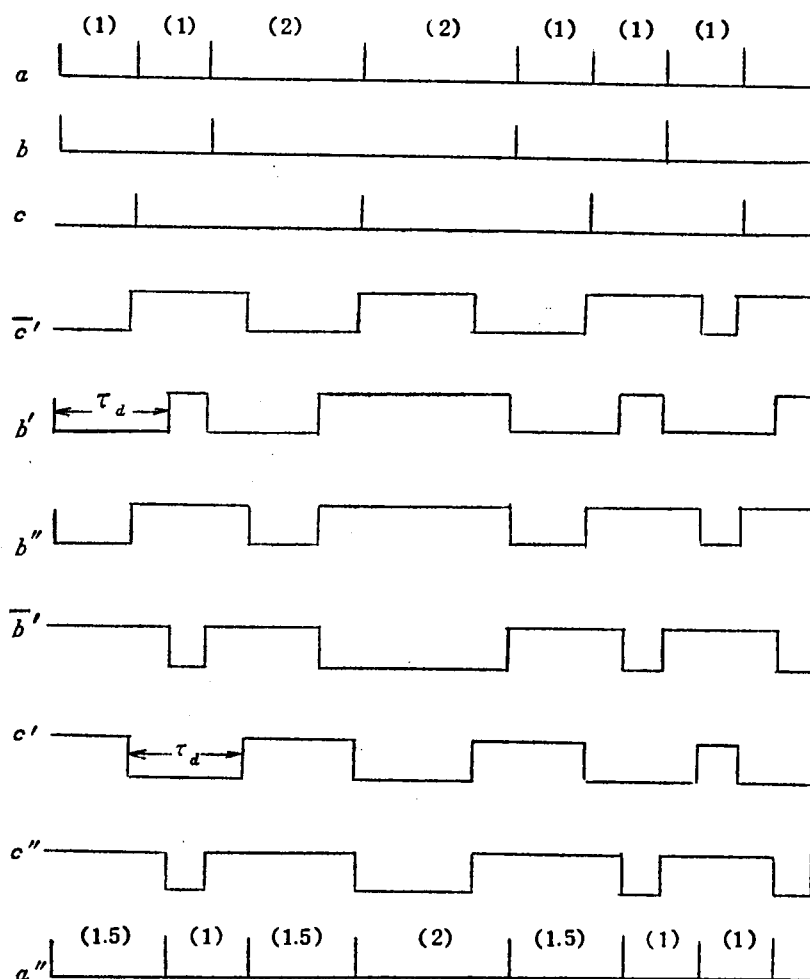


図 3.8 パルス密度分布平滑化回路のタイミング

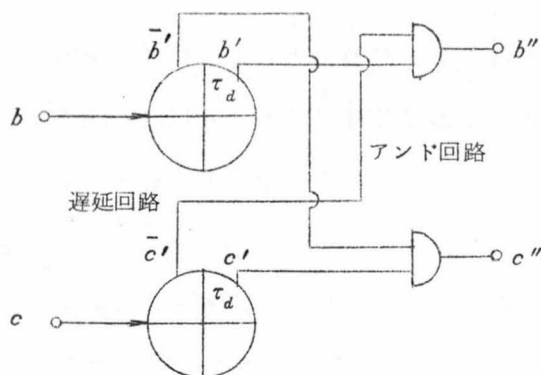


図 3.9 パルス密度平滑化回路

しかも始動から二番目の入力パルスが若干遅らされるので、高い周波数の入力パルスに対して始動するとき、ステップモータの始動特性を補う役目を果たすことになる。このように図 3.9 に示したパルス列密度分布平滑化回路は、駆動回路をあまり複雑にすることなく高い周波数範囲におけるステップモータの安定性および速応性を改善することができる。

### 3.3 動特性の解析

#### 3.3.1 一般式の誘導

ステップモータの磁極を磁化した状態で、トルク平衡点からの角変位を与え歩進させたときにえられる軸応答は、二次系の応答で近似できる。したがって、伝達関数は

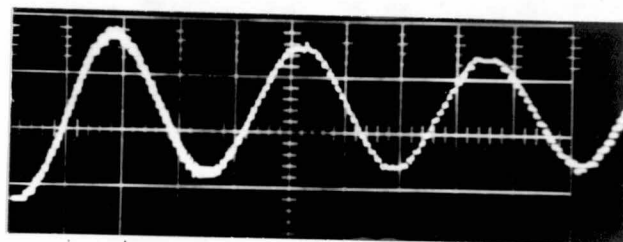
$$G(s) = \frac{\omega^2}{s^2 + 2\zeta\omega s + \omega^2} \quad \dots\dots\dots (3.1)$$

と表わせる。ここで、 $\zeta$  は減衰定数、 $\omega$  は固有角周波数、 $s$  はラプラス演算子である。

また、パルス入力によって励磁状態をきりかえ歩進させるときの応答は、磁束の立ちあがりに遅れがあるために、ステップ応答に不動時間が生じる。簡単のために二次系の応答にむだ時間を追加することによってこれを表わし、以下の解析を進める。

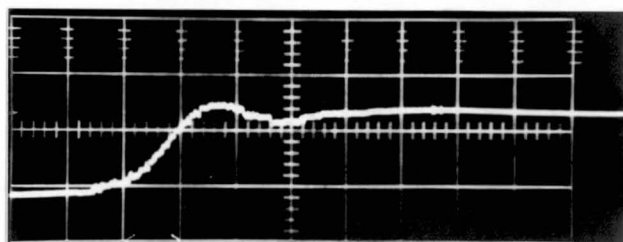
二相ステップモータのインディシャル応答は、図 3.4 に示したように  $\frac{\theta_0}{2}$  の回転角の 2 ステップ応答として解析されるが、単相励磁状態 ( $t < \tau_1$ ) と両相励磁状態 ( $t > \tau_1$ ) では上記の各定数に大幅な変化が生じ、単なる 2 ステップ応答ではその特性を十分表現することはできない。図 3.10 (a) は両相励磁状態から単相励磁状態へ、同図 (b) は逆に単相励磁状態から両相励磁状態へステップさせ

$\frac{\theta_0}{2}$   
0



(a) 両相励磁から単相励磁へ

$\frac{\theta_0}{2}$   
0



(b) 単相励磁から両相励磁へ

図 3.10 ステップ応答の実測写真

たときの応答波形を実測したもので、減衰定数は 1 けた近く変わっていることがわかる。

すなわち、図 3.10(a) に示す応答は、三相ステップモータの一相励磁駆動方式における応答と同様非常に振動的で、ほぼ 1 ステップ分の角度  $\theta_0$  までオーバーシュートしている。これは本応答の場合、振動の減衰に役立っているのは大部分軸受部の摩擦損失でありこれが非常に小さいからである。一方図 3.10(b) に示す応答は三相ステップモータの二相励磁駆動方式における応答に相当し、どちらかの相は励磁状態のまま動作する。したがって、この相の磁束による制動効果が付加されるために、非常に減衰のよい応答になっている。

そこで各定数を、 $t < \tau_1$  では  $\zeta_1, \omega_1$ 、 $t > \tau_1$  では  $\zeta_2, \omega_2$  にかわるものとする、本ステップモータの運動を表わす基礎微分方程式は

$$\begin{pmatrix} \omega_r^2, \frac{d}{dt} + 2\zeta_r \omega_r \\ \frac{d}{dt}, -1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \theta_n - \frac{\theta_0}{2} \\ \dot{\theta}_n \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \end{pmatrix} \quad (3.2)$$

$r = 1 \text{ または } 2$

で与えられる。以下、式 (3.2) をもとにして解析を進める。

図 3.11 に示すように、入力パルスを連続的に印加したときの  $n$  ステップ目の応答を、

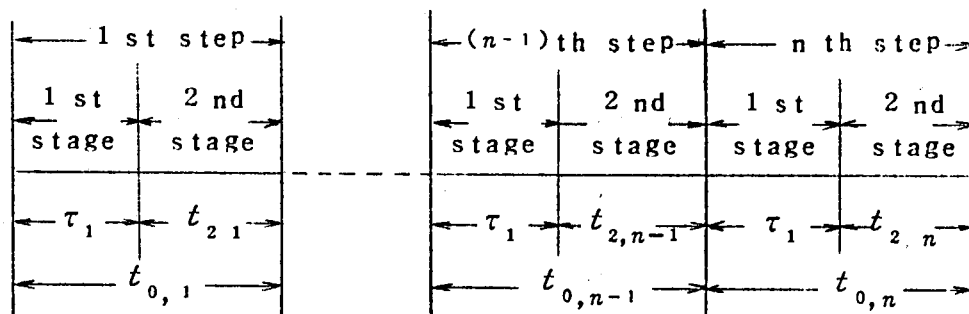


図 3.11 入力パルスのタイミング

$n$  番目のパルスを印加してから  $\tau_1$  までと、それ以後、次のパルスが印加されるまでとにわけて、それぞれ第 1 段階および第 2 段階とする。時間原点は各段階の始めにとり、 $\theta$  の座標軸は、第 1 段階では  $(n-1)$  ステップ目の両相励磁状態での平衡位置に、第 2 段階では  $n$  ステップ目の単相励磁状態での平衡位置にとる。正常に動作しているときの  $n$  ステップ目の応答は、林氏の断続回路の解析手法<sup>47)</sup>を式 (3.2) に適用することによって、次のように表わせる。

$$\begin{pmatrix} \theta_{rn} - \frac{\theta_0}{2} \\ \dot{\theta}_{rn} \end{pmatrix} = \Phi [F_r(p)] p \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \theta_{rn}(0) - \frac{\theta_0}{2} \\ \dot{\theta}_{rn}(0) \end{pmatrix} \quad (3.3)$$

ここで

$$[F_r(p)] = \begin{pmatrix} \omega_r^2, & p + 2\zeta_r \omega_r \\ p, & -1 \end{pmatrix}^{-1} \quad \dots\dots (3.4)$$

$r = 1$  または  $2$

$\theta_{rn}$  :  $n$  ステップ目の第  $r$  段階における角度

$\dot{\theta}_{rn}$  :  $n$  ステップ目の第  $r$  段階における角速度

$\Phi$  : Heaviside 演算記号

$p$  : Heaviside 演算子

である。

また、 $\theta_{rn}(0)$ 、 $\dot{\theta}_{rn}(0)$  は  $n$  ステップ目の第  $r$  段階における角度および角速度の初期値で、回転方向へのトルクだけが印加されるという条件（正常動作をしているときは、ほとんど満たされていると考えてよい）

$$\left. \begin{array}{l} \left| \theta_{1n}(0) \right| < \frac{\theta_0}{2} \\ 0 < \theta_{2n}(0) < \theta_0 \end{array} \right\} \quad \dots\dots (3.5)$$

を仮定する。これらの初期値の間には

$$\begin{pmatrix} \theta_{1n}(0) \\ \dot{\theta}_{1n}(0) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \theta_{2,n-1}(t_{2,n-1}) - \frac{\theta_0}{2} \\ \dot{\theta}_{2,n-1}(t_{2,n-1}) \end{pmatrix} \quad \dots\dots (3.6)$$

$$\begin{pmatrix} \theta_{2n}(0) \\ \dot{\theta}_{2n}(0) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \theta_{1n}(\tau_1) - \frac{\theta_0}{2} \\ \dot{\theta}_{1n}(\tau_1) \end{pmatrix} \quad \dots\dots (3.7)$$

の差分関係があるので、 $\theta_{11}(0) = \dot{\theta}_{11}(0) = 0$  とすると

$$\begin{pmatrix} \theta_{1n}(0) \\ \dot{\theta}_{1n}(0) \end{pmatrix} = \{ [\chi_2(t_{2,n-1})][\chi_1(\tau_1)][\chi_2(t_{2,n-2})] \dots [\chi_2(t_{2;1})][\chi_1(\tau_1)] + \dots \\ \dots + [\chi_2(t_{2,n-1})][\chi_1(\tau_1)] + [\chi_2(t_{2,n-1})] \} \begin{pmatrix} -\frac{\theta_0}{2} \\ 0 \end{pmatrix} \quad (3.8)$$

$$\begin{pmatrix} \theta_{2n}(0) \\ \dot{\theta}_{2n}(0) \end{pmatrix} = \{ [\chi_1(\tau_1)] [\chi_2(t_{2,n-1})] [\chi_1(\tau_1)] \cdots [\chi_2(t_{2,1})] [\chi_1(\tau_1)] + \cdots \\ \cdots + [\chi_1(\tau_1)] [\chi_2(t_{2,n-1})] + [\chi_1(\tau_1)] \} \cdot \begin{pmatrix} -\frac{\theta_0}{2} \\ 0 \end{pmatrix} \quad (3.9)$$

と表わせる。

ここで

$$[\chi_r(t)] = \Phi[F_r(p)]p \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a_{r11} & a_{r12} \\ a_{r21} & a_{r22} \end{pmatrix} \quad \cdots \cdots (3.10)$$

ただし

$$\left. \begin{aligned} a_{r11} &= \frac{e^{-\zeta_r \omega_r t}}{\sqrt{1-\zeta_r^2}} \sin(\omega_r \sqrt{1-\zeta_r^2} t + \varphi_r) \\ a_{r12} &= \frac{e^{-\zeta_r \omega_r t}}{\omega_r \sqrt{1-\zeta_r^2}} \sin \omega_r \sqrt{1-\zeta_r^2} t \\ a_{r21} &= \frac{\omega_r e^{-\zeta_r \omega_r t}}{\sqrt{1-\zeta_r^2}} \sin \omega_r \sqrt{1-\zeta_r^2} t \\ a_{r22} &= \frac{e^{-\zeta_r \omega_r t}}{\sqrt{1-\zeta_r^2}} \sin(\omega_r \sqrt{1-\zeta_r^2} t - \varphi_r) \\ \varphi_r &= \tan^{-1} \frac{\sqrt{1-\zeta_r^2}}{\zeta_r} \end{aligned} \right\} \quad \cdots \cdots (3.11)$$

$r=1$  または  $2$

である。

したがって、 $n$  ステップ目の応答は、

$$\begin{pmatrix} \theta_{1n} - \frac{\theta_0}{2} \\ \dot{\theta}_{1n} \end{pmatrix} = [\chi_1(t)] \{ [\chi_2(t_{2,n-1})] [\chi_1(\tau_1)] \cdots [\chi_2(t_{2,1})] [\chi_1(\tau_1)] + \cdots \\ \cdots + [\chi_2(t_{2,n-1})] [\chi_1(\tau_1)] + [\chi_2(t_{2,n-1})] + [U] \} \cdot \begin{pmatrix} -\frac{\theta_0}{2} \\ 0 \end{pmatrix} \quad (3.12)$$

$$\begin{pmatrix} \theta_{2n} - \frac{\theta_0}{2} \\ \dot{\theta}_{2n} \end{pmatrix} = [\chi_2(t)] \{ [\chi_1(\tau_1)] [\chi_2(t_{2,n-1})] \cdots [\chi_2(t_{2,1})] [\chi_1(\tau_1)] + \cdots \\ \cdots + [\chi_1(\tau_1)] [\chi_2(t_{2,n-1})] + [\chi_1(\tau_1)] + [U] \} \cdot \begin{pmatrix} -\frac{\theta_0}{2} \\ 0 \end{pmatrix} \quad (3.13)$$

となる。

ただし、 $[U]$  は単位行列である。

簡単のために入力パルスの周波数を一定とすると

$$t_{01} = t_{02} = \dots = t_{0n} \equiv t_0$$

または

$$t_{21} = t_{22} = \dots = t_{2n} \equiv t_2$$

となり、均等パルス間隔の入力パルスに対する応答は

$$\begin{pmatrix} \theta_{1n} - \frac{\theta_0}{2} \\ \dot{\theta}_{1n} \end{pmatrix} = [\chi_1(t)] \{ [U] - [B_1] \}^{-1} \{ [U] - [B_1] \}^n + \{ [U] - [B_1] \}^{n-1} \} [\chi_2(t_2)] \cdot \begin{pmatrix} -\frac{\theta_0}{2} \\ 0 \end{pmatrix} \quad \dots\dots\dots (3.14)$$

$$\begin{pmatrix} \theta_{2n} - \frac{\theta_0}{2} \\ \dot{\theta}_{2n} \end{pmatrix} = [\chi_2(t)] \{ [U] - [B_2] \}^{-1} \{ [U] - [B_2] \}^n + \{ [U] - [B_2] \}^{n-1} \} [\chi_1(\tau_1)] \cdot \begin{pmatrix} -\frac{\theta_0}{2} \\ 0 \end{pmatrix} \quad \dots\dots\dots (3.15)$$

と表わせる。

ここで

$$[B_1] = [\chi_2(t_2)][\chi_1(\tau_1)] = \begin{pmatrix} B_{111} & B_{112} \\ B_{121} & B_{122} \end{pmatrix} \quad \dots\dots\dots (3.16)$$

$$[B_2] = [\chi_1(\tau_1)][\chi_2(t_2)] = \begin{pmatrix} B_{211} & B_{212} \\ B_{221} & B_{222} \end{pmatrix} \quad \dots\dots\dots (3.17)$$

ただし

$$\left. \begin{aligned} B_{111} &= \frac{e^{-(\zeta_1 \omega_1 \tau_1 + \zeta_2 \omega_2 t_2)}}{\sqrt{1-\zeta_1^2} \cdot \sqrt{1-\zeta_2^2}} \cdot \{ \sin(\omega_1 \sqrt{1-\zeta_1^2} \tau_1 + \varphi_1) \sin(\omega_2 \sqrt{1-\zeta_2^2} t_2 + \varphi_2) \\ &\quad - \sin \omega_1 \sqrt{1-\zeta_1^2} \tau_1 \cdot \sin \omega_2 \sqrt{1-\zeta_2^2} t_2 \} \\ B_{112} &= \frac{e^{-(\zeta_1 \omega_1 \tau_1 + \zeta_2 \omega_2 t_2)}}{\omega_1 \omega_2 \sqrt{1-\zeta_1^2} \sqrt{1-\zeta_2^2}} \cdot \{ \omega_2 \sin \omega_1 \sqrt{1-\zeta_1^2} \tau_1 \sin(\omega_2 \sqrt{1-\zeta_2^2} t_2 + \varphi_2) \\ &\quad - \omega_1 \sin(\omega_1 \sqrt{1-\zeta_1^2} \tau_1 - \varphi_1) \cdot \sin \omega_2 \sqrt{1-\zeta_2^2} t_2 \} \\ B_{121} &= \frac{-e^{-(\zeta_1 \omega_1 \tau_1 + \zeta_2 \omega_2 t_2)}}{\sqrt{1-\zeta_1^2} \sqrt{1-\zeta_2^2}} \cdot \{ \omega_2 \sin(\omega_1 \sqrt{1-\zeta_1^2} \tau_1 + \varphi_1) \cdot \sin \omega_2 \sqrt{1-\zeta_2^2} t_2 \\ &\quad - \omega_1 \sin \omega_1 \sqrt{1-\zeta_1^2} \tau_1 \cdot \sin(\omega_2 \sqrt{1-\zeta_2^2} t_2 - \varphi_2) \} \end{aligned} \right\} \quad (3.18)$$

$$\begin{aligned}
B_{122} &= \frac{-e^{-(\zeta_1 \omega_1 \tau_1 + \zeta_2 \omega_2 t_2)}}{\sqrt{1-\zeta_1^2} \cdot \sqrt{1-\zeta_2^2}} \left\{ \sin \omega_1 \sqrt{1-\zeta_1^2} \tau_1 \cdot \sin \omega_2 \sqrt{1-\zeta_2^2} t_2 \right. \\
&\quad \left. - \sin (\omega_1 \sqrt{1-\zeta_1^2} \tau_1 - \varphi_1) \cdot \sin (\omega_2 \sqrt{1-\zeta_2^2} t_2 - \varphi_2) \right\} \\
B_{211} &= B_{111} \quad , \quad B_{222} = B_{122} \\
B_{212} &= \frac{e^{-(\zeta_1 \omega_1 \tau_1 + \zeta_2 \omega_2 t_2)}}{\omega_1 \omega_2 \sqrt{1-\zeta_1^2} \sqrt{1-\zeta_2^2}} \left\{ \omega_1 \sin (\omega_1 \sqrt{1-\zeta_1^2} \tau_1 + \varphi_1) \sin \omega_2 \sqrt{1-\zeta_2^2} t_2 \right. \\
&\quad \left. - \omega_2 \sin \omega_1 \sqrt{1-\zeta_1^2} \tau_1 \cdot \sin (\omega_2 \sqrt{1-\zeta_2^2} t_2 - \varphi_2) \right\} \\
B_{221} &= \frac{-e^{-(\zeta_1 \omega_1 \tau_1 + \zeta_2 \omega_2 t_2)}}{\sqrt{1-\zeta_1^2} \sqrt{1-\zeta_2^2}} \left\{ \omega_1 \sin \omega_1 \sqrt{1-\zeta_1^2} \tau_1 \sin (\omega_2 \sqrt{1-\zeta_2^2} t_2 + \varphi_2) \right. \\
&\quad \left. - \omega_2 \sin (\omega_1 \sqrt{1-\zeta_1^2} \tau_1 - \varphi_1) \cdot \sin \omega_2 \sqrt{1-\zeta_2^2} t_2 \right\}
\end{aligned} \tag{3.19}$$

である。また  $[B_r]^n$  は Sylvester の展開定理<sup>47)</sup> によって

$$[B_r]^n = \frac{\lambda_{r1}^n \{ \lambda_{r2} [U] - [B_r] \}}{(\lambda_{r2} - \lambda_{r1})} \dots \dots \dots (3.20)$$

と表わせる。ただし、 $\lambda_{r1}$   $\lambda_{r2}$  は

$$\lambda_r [U] - [B_r] = 0 \dots \dots \dots (3.21)$$

の根で、 $|\lambda_{r1}| > |\lambda_{r2}|$  としている。また  $|\lambda_{r1}| < 1$  ならば

$$\lim_{n \rightarrow \infty} [B_r]^n = 0 \dots \dots \dots (3.22)$$

である。

### 3.3.2 インディシャル応答

切換え時間  $\tau_1$  が極端に小さいと、本ステップモータは動作できないが、 $\theta_{11}(\tau_1) < \frac{\theta_0}{2}$  すなわち  $\theta_{21}(0) < 0$  になるような比較的小さい  $\tau_1$  に対しても、 $\dot{\theta}_{21}(0) > 0$  であれば少なくとも1ステップだけは正常に動作できる場合がある。このように回転方向とは逆方向のトルクが一時的に働く場合をもふくめてインディシャル応答を検討し、切換え時間の変動による影響を調べる。

$\theta_{11}(\tau_1) \geq \frac{\theta_0}{2}$  のときは、式(3.14)、(3.15)で  $n=1$  として

$$\tau_1 \geq t \text{ では } \begin{pmatrix} \theta_{11} - \frac{\theta_0}{2} \\ \dot{\theta}_{11} \end{pmatrix} = [x_1(t)] \begin{pmatrix} -\frac{\theta_0}{2} \\ 0 \end{pmatrix} \tag{3.23}$$



$\tau_1 < t$  では,  $\dot{\theta}_{11}(\tau_1) > 0$  または  $\dot{\theta}_{11}(\tau_1) < 0$  でも  $\theta_{21} > 0$  である限り

$$\begin{pmatrix} \theta_{21} - \frac{\theta_0}{2} \\ \dot{\theta}_{21} \end{pmatrix} = [\chi_2(t')] \{ [\chi_1(\tau_1)] + [U] \} \begin{pmatrix} -\frac{\theta_0}{2} \\ 0 \end{pmatrix} \quad \dots\dots (3.24)$$

ただし,  $t' = t - \tau_1$

と表わせる。

結局, この場合のインディシャル応答は, 次のように表わせる。

$$\theta(t) = \theta_{11} H(\tau_1 - t) + \theta_{21} H(t - \tau_1) + \left(\frac{\theta_0}{2}\right) H(t - \tau_1) \quad \dots\dots (3.25)$$

$$H(t) = \begin{cases} 1 & t > 0 \quad \text{または} \quad t = +0 \\ 0 & t < 0 \quad \text{または} \quad t = -0 \end{cases} \quad \dots\dots (3.26)$$

$\theta_{11}(\tau_1) < \frac{\theta_0}{2}$  のときは,  $\tau_1 \geq t$  では全く同様に式 (3.23) で表わされるが,  $\tau_1 < t$  ではもとの平衡点へ引きもどすトルクが働くので

$$\begin{pmatrix} \theta_{21} \\ \dot{\theta}_{21} \end{pmatrix} = [\chi_2(t')] \begin{pmatrix} \theta_{11}(\tau_1) \\ \dot{\theta}_{11}(\tau_1) \end{pmatrix} \quad \dots\dots (3.27)$$

となる。

そして  $\theta_{11}(\tau_1) \leq 0$  なら, これはそのまま引きもどされてしまうが,  $\dot{\theta}_{11}(\tau_1) > 0$  であると  $\theta_{21}(t') = 0$ ,  $\dot{\theta}_{21}(t') > 0$  になって再び回転方向のトルクに切り換わることがある。その時間を  $t' = t_1$  とすると

$t > \tau_1 + t_1$  では

$$\begin{pmatrix} \theta_{21}' - \frac{\theta_0}{2} \\ \dot{\theta}_{21}' \end{pmatrix} = [X_2(t'')] \begin{pmatrix} -\frac{\theta_0}{2} \\ \dot{\theta}_{21}(t) \end{pmatrix} \quad \dots\dots (3.28)$$

ただし,  $t'' = t - \tau_1 - t_1$

結局, この場合のインディシャル応答は次のように表わせる。

$$\theta(t) = \theta_{11} H(\tau_1 - t) + \theta_{21} H(t - \tau_1) H(\tau_1 + t_1 - t) + \left(\frac{\theta_0}{2} + \theta_{21}'\right) H(t - \tau_1 - t_1) \quad (3.29)$$

二相ステップモータのインディシャル応答は,  $\tau_1$  の大きさによって式 (3.25) か, または式 (3.29) で与えられることになる。ディジタル計算機によって種々の切換え時間の場合について上記の判定を行ないながら, インディシャル応答を計算した結果を図 3.12 に示した。ただし, 各定数の値は図 3.10 の結果から  $\zeta_1 = 0.027$ ,  $\omega_1 = 1.11 \times 10^3$ ,  $\zeta_2 = 0.3$ ,  $\omega_2 = 1.2 \times 10^3$  としている。

図 3.12 において  $\tau_1 = 1.1 \text{ ms}$  の場合の応答は, 式 (3.23), (3.27) から求められるも

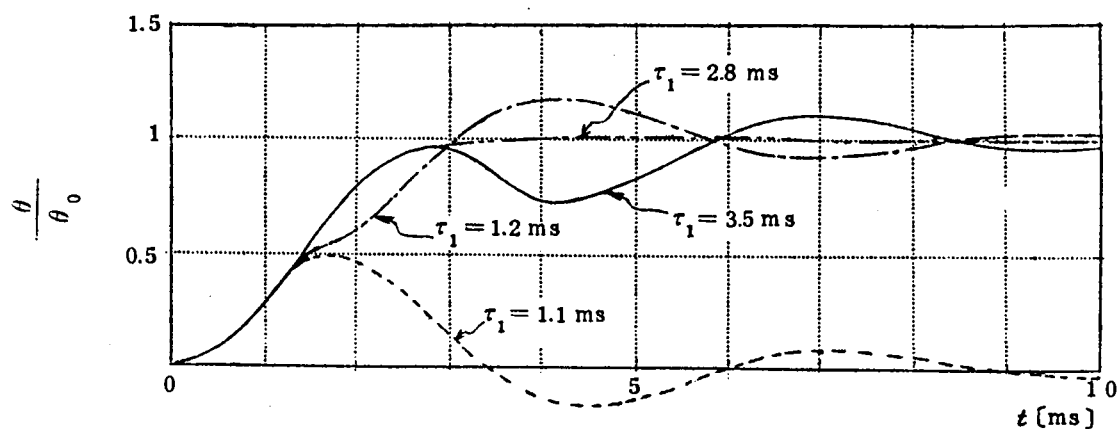


図 3.12 切換え時間  $\tau_1$  とインディシャル応答波形の関係 (計算値)

ので  $\tau_1$  が小さすぎ正常に動作していない場合である。これらの計算結果からインディシャル応答の最大行き過ぎ角および逆戻り角の切換え時間  $\tau_1$  に対する関係は、図 3.13 のようになる。 $\tau_1$  の値がその最適値 2.8ms よりも大きくなると逆転角が急増し、一方小さくなるとやや行き過ぎ角は大きくなるが、正常に動作するための  $\tau_1$  の限界値付近ではかえって行き過ぎ角、逆戻り角とも減少することがわかる。

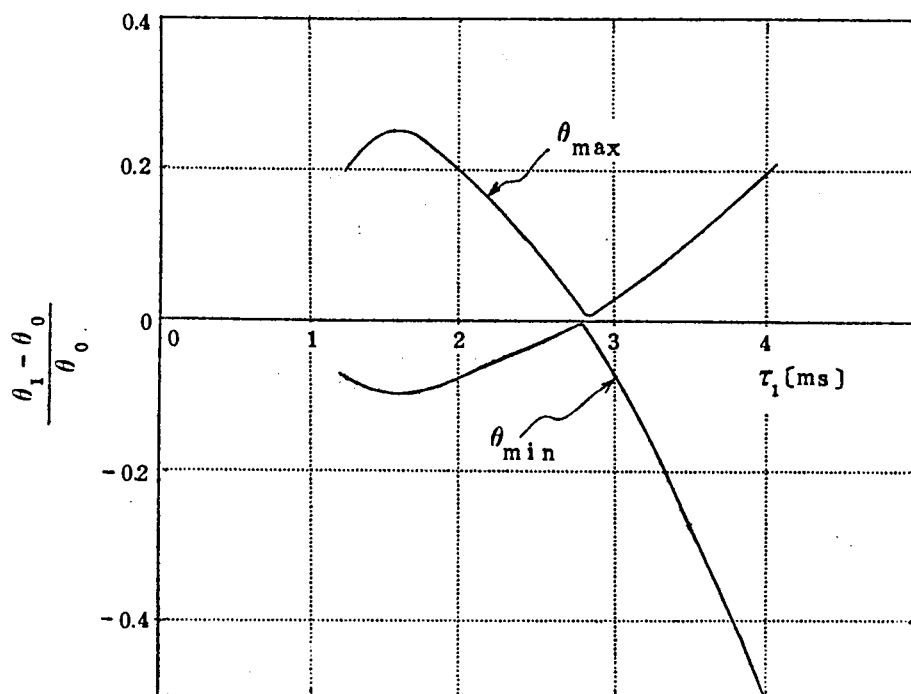


図 3.13 切換え時間と最大行き過ぎ角および最大逆戻り角の関係 (計算値)

行き過ぎ、逆戻り角を最小にする最適切換え時間を  $\tau_{1,opt}$  とし、切換え時間  $\tau_1$  の値が  $\tau_{1,opt}$  に近い値のときのインディシャル応答について解析的に検討する。

このような切換え時間に対しては、式(3.23)、(3.24)が適用できるので、インディシャル応答は  $t > \tau_1$  に対して

$$\begin{aligned}\theta_{21}(t') &= \theta_0 - A_1 \sin(\omega_2 \sqrt{1-\zeta_2^2} t' + \alpha_{\tau_1}) \\ t' &= t - \tau_1\end{aligned} \quad \dots\dots\dots (3.30)$$

となる。

ただし

$$\begin{aligned}A_1 &= \frac{\theta_0 e^{-\zeta_2 \omega_2 t'}}{2\sqrt{1-\zeta_2^2}} \sqrt{1 + \frac{e^{-2\zeta_1 \omega_1 \tau_1} \cdot \sin^2(\omega_1 \sqrt{1-\zeta_1^2} \tau_1 + \varphi_1)}{(1-\zeta_1^2)} + 2e^{-\zeta_1 \omega_1 \tau_1} \cdot \frac{\sin(\omega_1 \sqrt{1-\zeta_1^2} \tau_1 + \varphi_1)}{\sqrt{1-\zeta_1^2}}} * \\ * &+ \frac{\omega_1 e^{-\zeta_1 \omega_1 \tau_1}}{\omega_2 \sqrt{1-\zeta_1^2}} \sin \omega_1 \sqrt{1-\zeta_1^2} \tau_1 \left[ \frac{e^{-\zeta_1 \omega_1 \tau_1}}{\sqrt{1-\zeta_1^2}} \left\{ \left( \frac{\omega_1}{\omega_2} \right) \sin \omega_1 \sqrt{1-\zeta_1^2} \tau_1 - 2 \cos \varphi_2 \sin(\omega_1 \sqrt{1-\zeta_1^2} \tau_1 + \varphi_1) \right\} - 2 \cos \varphi_2 \right] \\ &\dots\dots\dots (3.31)\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}\alpha_{\tau_1} &= \tan^{-1} \frac{\sin \varphi_2 \left\{ 1 + \frac{e^{-\zeta_1 \omega_1 \tau_1}}{\sqrt{1-\zeta_1^2}} \sin(\omega_1 \sqrt{1-\zeta_1^2} \tau_1 + \varphi_1) \right\}}{\cos \varphi_2 + \frac{e^{-\zeta_1 \omega_1 \tau_1}}{\sqrt{1-\zeta_1^2}} \left\{ \cos \varphi_2 \sin(\omega_1 \sqrt{1-\zeta_1^2} \tau_1 + \varphi_1) - \frac{\omega_1}{\omega_2} \sin \omega_1 \sqrt{1-\zeta_1^2} \tau_1 \right\}} \\ &\dots\dots\dots (3.32)\end{aligned}$$

である。

インディシャル応答における最大行き過ぎ角および逆戻り角は、式(3.30)から

$$\left| \sin(\omega_2 \sqrt{1-\zeta_2^2} t' + \alpha_{\tau_1}) \right| = 1 \quad \dots\dots\dots (3.33)$$

のとき、すなわち

$$t' = \frac{\frac{3}{2}\pi - \alpha_{\tau_1}}{\omega_2 \sqrt{1-\zeta_2^2}} \quad \text{および} \quad \frac{\frac{5}{2}\pi - \alpha_{\tau_1}}{\omega_2 \sqrt{1-\zeta_2^2}} \quad \dots\dots\dots (3.34)$$

で生じる。そしてその振幅を最小にする条件は、式(3.31)から

$$\frac{dA_1}{d\tau_1} = 0 \quad \dots\dots\dots (3.35)$$

として

$$\sin \omega_1 \sqrt{1-\zeta_1^2} \tau_1 = 0 \quad \dots\dots\dots (3.36)$$

となる。したがって

$$\tau_{1, \text{opt}} = \frac{\pi}{\omega_1 \sqrt{1 - \zeta_1^2}} \quad \dots\dots (3.37)$$

となる。

式(3.32)において  $\tau_1 = \tau_{1, \text{opt}}$  とすると

$$\alpha_{\tau_1} = \tan^{-1} \frac{\sin \varphi_2}{\cos \varphi_2} = \varphi_2 \quad \dots\dots (3.38)$$

であるから行き過ぎ角は

$$[A_1]_{\tau_1 = \tau_{1, \text{opt}}} = \frac{\theta_0 \cdot e^{-\frac{\zeta_2}{\sqrt{1 - \zeta_2^2}} (\frac{3}{2}\pi - \varphi_2)}}{2\sqrt{1 - \zeta_2^2}} \cdot \sqrt{1 + e^{-\frac{2\zeta_1\pi}{\sqrt{1 - \zeta_1^2}}} - 2e^{-\frac{\zeta_1\pi}{\sqrt{1 - \zeta_1^2}}}} \quad (3.39)$$

となる。

式(3.37)より最適切換え時間  $\tau_{1, \text{opt}}$  は単相励磁状態における応答によってきまり、 $\omega_1$  が大きく  $\zeta_1$  が小さいほど  $\tau_{1, \text{opt}}$  を小さくできることがわかる。また、そのときの行き過ぎ角の大きさは、式(3.39)から、 $\zeta_1$  が小さく  $\zeta_2$  が大きいほど小さくでき、特に  $\zeta_1 = 0$  のときには完全に振動のない応答をうることができる。しかしながら、実際には  $\zeta_1 \neq 0$  であるから若干の行き過ぎ角および逆戻り角が残る。

前に説明したように、二相ステップモータの駆動回路は切換え時間  $\tau_1$  を小さくするほど高い周波数まで動作することができる。しかしながら、温度や電圧の変化によって  $\tau_1$  の大きさは多少変動するので切換え時間  $\tau_1$  は、動特性に与える影響を軽減するためにもインディシャル応答から決まる最適切換え時間 2.8ms よりもいくぶん小さく選定すべきである。実際にはさらに図 3.10(a)(b)に示した応答波形からもわかるように、巻線の時定数、電流とトルク間の非線形性、およびクーロン摩擦力などによって生じる不動時間も考慮しなければならない。

図 3.14 は第Ⅰ相、および第Ⅱ相の印加起磁力の大きさを変えて、回転子極が平衡する角度位置を測定したものである。両相励磁の平衡点近傍では少しの起磁力の変化に対しても、角度が大きくかわる。したがって、両相励磁から単相励磁に切り換わるときには、巻線の時定数などにより印加起磁力のたちあがりに遅れがあっても不動時間は小さい。一方、単

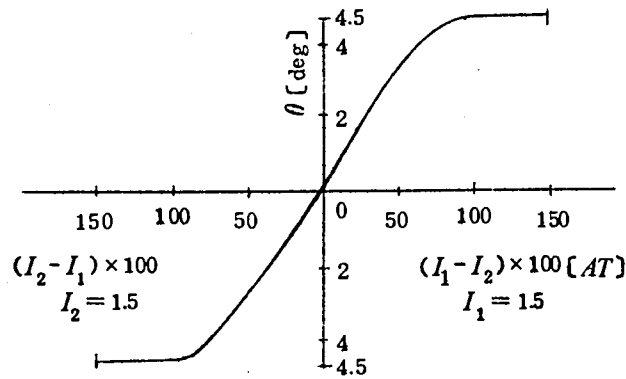


図 3.14 二相の起磁力を不平衡にしたときの停止位置

相励磁から両相励磁にきりかわるときには、印加起磁力の大きさが定常励磁状態における値の約 30% に達するまで磁極は動かない。したがって、この場合の不動時間は両相励磁から単相励磁にきりかわるときよりも大きくなる。ただし、図 3.10 (b) は単相励磁平衡点に停止の状態から両相励磁した場合の応答で、図 3.3 からわかるように初期トルクはほとんど零であり、最悪の場合の不動時間を与えている。初期トルクのあるような位置できりかわり、しかも角速度をもっている場合にはこの値は約半分まで減少する。両相励磁状態から単相励磁状態へきりかわるときにの不動時間を  $t_{d1}$ 、単相励磁状態で角速度のある状態から両相励磁へきりかわるときにの不動時間を  $t_{d2}$  とすると、 $(\tau_1 + t_{d1} - t_{d2})$  を実際の切換え時間として採用しなければならない。本ステップモータの場合、 $t_{d1} \simeq 0.5 \text{ ms}$ 、 $t_{d2} \simeq 1.0 \sim 1.5 \text{ ms}$  とすると、計算値よりも  $0.5 \text{ ms}$  から  $1.0 \text{ ms}$  程度 小さい切換え時間でよいことになる。

図 3.15 はインディシャル応答を  $\tau_1 = 2.5 \text{ ms}$  として計算し、 $t_{d1} = 0.5 \text{ ms}$  だけ遅らせ

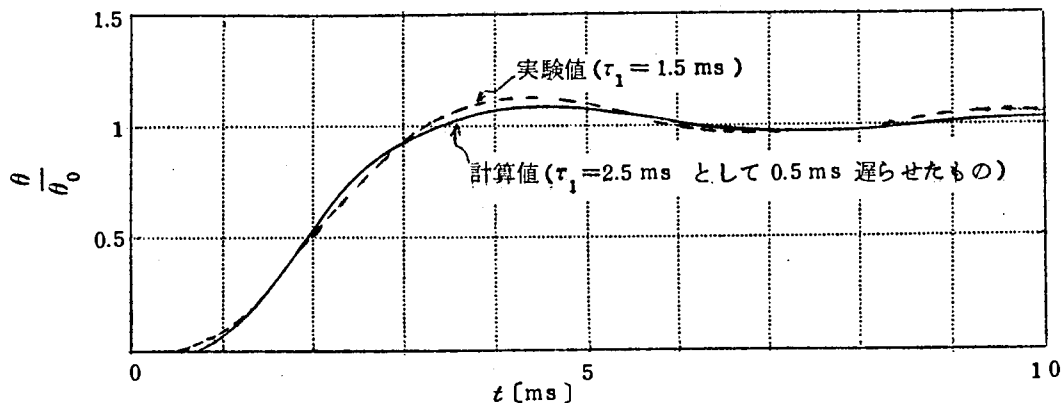
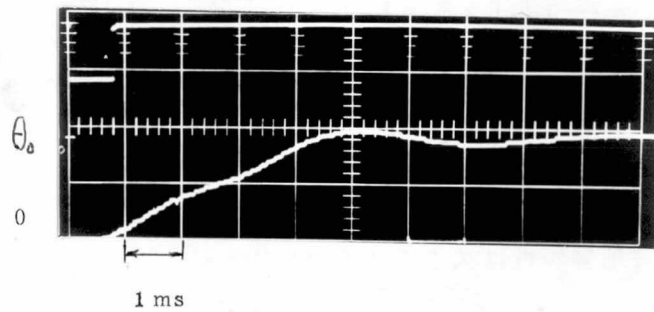


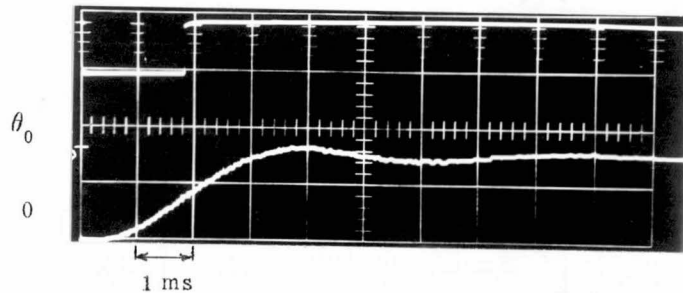
図 3.15 インディシャル応答の計算値と実験値の比較

たものと、それに対応する実測値として、上述のように計算に用いた切換え時間から  $t_{d2} - t_{d1} = 1.0 \text{ ms}$  だけ小さい  $\tau_1 = 1.5 \text{ ms}$  での実験結果を比較したものである。両者は相当よい一致を示している。

図 3.16 はインディシャル応答の実測写真である。



(a)  $\tau_1 = 0.8 \text{ ms}$



(b)  $\tau_1 = 1.8 \text{ ms}$

図 3.16 インディシャル応答

### 3.3.3 定常追従特性

パルス間隔が  $t_0$  のパルス列を印加したときの連続応答は、式 (3.14), (3.15) で与えられるが、定常状態における追従特性は、式 (3.14), (3.15) において  $n \rightarrow \infty$  として求められる。正常に動作している場合  $[B_r]$  の特性根  $\lambda_{r1}, \lambda_{r2}$  の間には、 $|\lambda_{r2}| < |\lambda_{r1}| < 1$  の関係がある ( $|\lambda_{r1}| > 1$  であると式 (3.20) から  $\lim_{n \rightarrow \infty} [B_r]^n = \infty$  となり正常に動作できない)。したがって式 (3.14) と、式 (3.15) における  $[B_r]^n$  および  $[B_r]^{n-1}$  が  $n$  を無限大にした場合、式 (3.22) によって零になり、定常状態での 1 パルスに対する応答の初期値が  $n$  には無関係になることを意味している。結局式 (3.14) (3.15) から定常状態における各段階の応答は

第1段階 ( $0 \leq t < \tau_1$ ) では,

$$\lim_{n \rightarrow \infty} \begin{pmatrix} \theta_{1n} - \frac{\theta_0}{2} \\ \theta_{1n} \end{pmatrix} = -\frac{\theta_0}{2D_1} [\chi_1(t)] \begin{pmatrix} (1-B_{122})\{1+a_{211}\}-B_{112}a_{221} \\ \{1+a_{211}\}B_{121}-\{1-B_{111}\}a_{221} \end{pmatrix} \quad (3.40)$$

第2段階 ( $0 \leq t' < t_2$ ) では

$$\lim_{n \rightarrow \infty} \begin{pmatrix} \theta_{2n} - \frac{\theta_0}{2} \\ \dot{\theta}_{2n} \end{pmatrix} = -\frac{\theta_0}{2D_2} [\chi_2(t')] \begin{pmatrix} (1-B_{222})\{1+a_{111}\}-B_{212}a_{121} \\ \{1+a_{111}\}B_{221}-\{1-B_{211}\}a_{121} \end{pmatrix} \quad (3.41)$$

ただし,  $t' = t - \tau_1$

$$D_r = (1-B_{r11})(1-B_{r22}) - B_{r12}B_{r21} \quad \dots\dots\dots (3.42)$$

となる。したがって追従応答特性は次のように表わせる。

$$\lim_{n \rightarrow \infty} \theta_n(t) = \lim_{n \rightarrow \infty} \left\{ \theta_{1n} H(\tau_1 - t) + \left( \theta_{2n} + \frac{\theta_0}{2} \right) H(t - \tau_1) H(t_0 - t) \right\} \quad (3.43)$$

ただし,  $t_0 = \tau_1 + t_2$ ,  $0 \leq t \leq t_0$

図 3.17 は、各種の切換え時間  $\tau_1$  に対し、入力パルス間隔が  $t_0 = 2\tau_1$  になるような周波数での定常追従特性を、ディジタル計算機によって計算した結果である。かなり幅広い  $\tau_1$  の値に対し安定に追従するので切換え時間の調整が容易である。

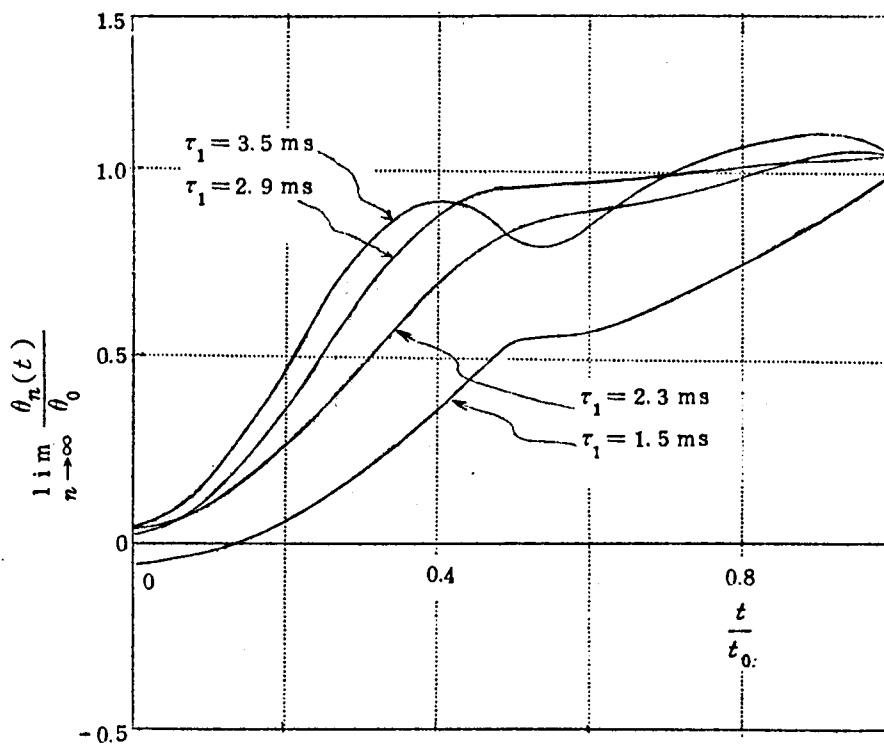


図 3.17 定常追従特性の計算値 ( $t_0 = 2\tau_1$ )

図 3.18 は、切換え時間を最適値の  $2.8\text{ ms}$  として、入力パルスの間隔  $t_0$  が  $3\tau_1$ ,  $2\tau_1$ ,  $1.5\tau_1$ ,  $\tau_1$  になるような周波数での定常追従特性を計算したものである。特に  $t_0 = \tau_1$  の場合については、 $t_0 = 2.8\text{ ms}$  以外に  $2.0\text{ ms}$ , および  $1.5\text{ ms}$  の場合についての計算結果をもあわせて示した。これは図 3.6, 3.7 で説明した 切換え時間制御回路によって動作している場合に相当し、 $t_0$  が小さくなるにしたがい、やや応答が遅れざみになるが、追従動作が可能であることを示している。

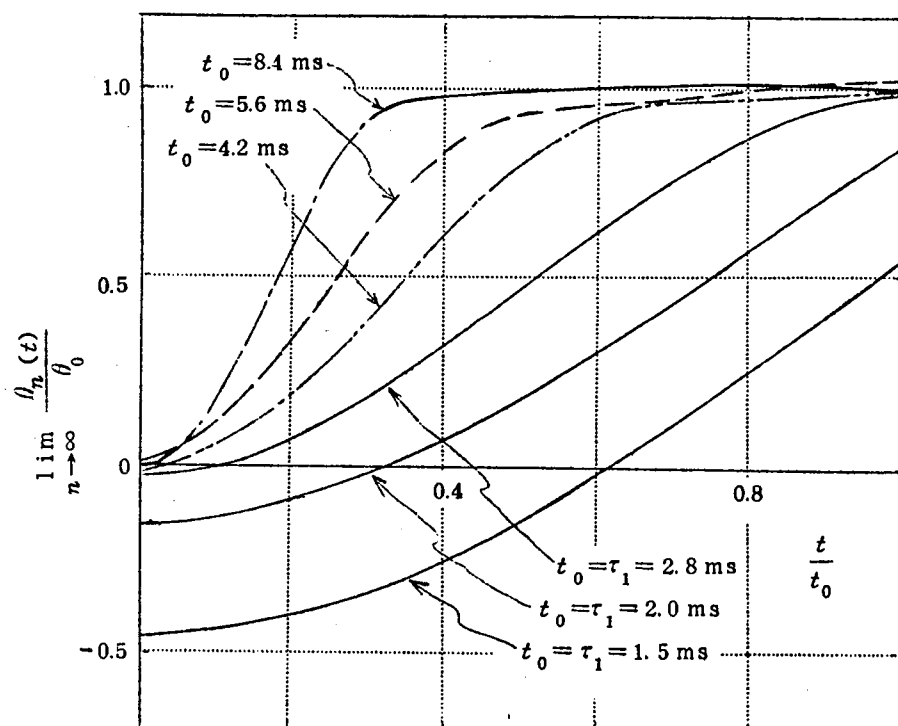


図 3.18 定常追従特性の計算値 ( $\tau_1 = 2.8\text{ ms}$ )

図 3.19 は、本二相ステップモータと同じ構造でほぼ同じ定数 ( $\zeta = 0.027$ ,  $\omega = 1.11 \times 10^3$ ) をもつ三相ステップモータを、一相励磁駆動方式で動作させた場合の追従特性と比較するために行なった計算結果である。二相ステップモータの切換え時間は、最適値よりもかなり小さい値の  $\tau_1 = 2.0\text{ ms}$  を用いても安定度においてまさっていることがわかる。



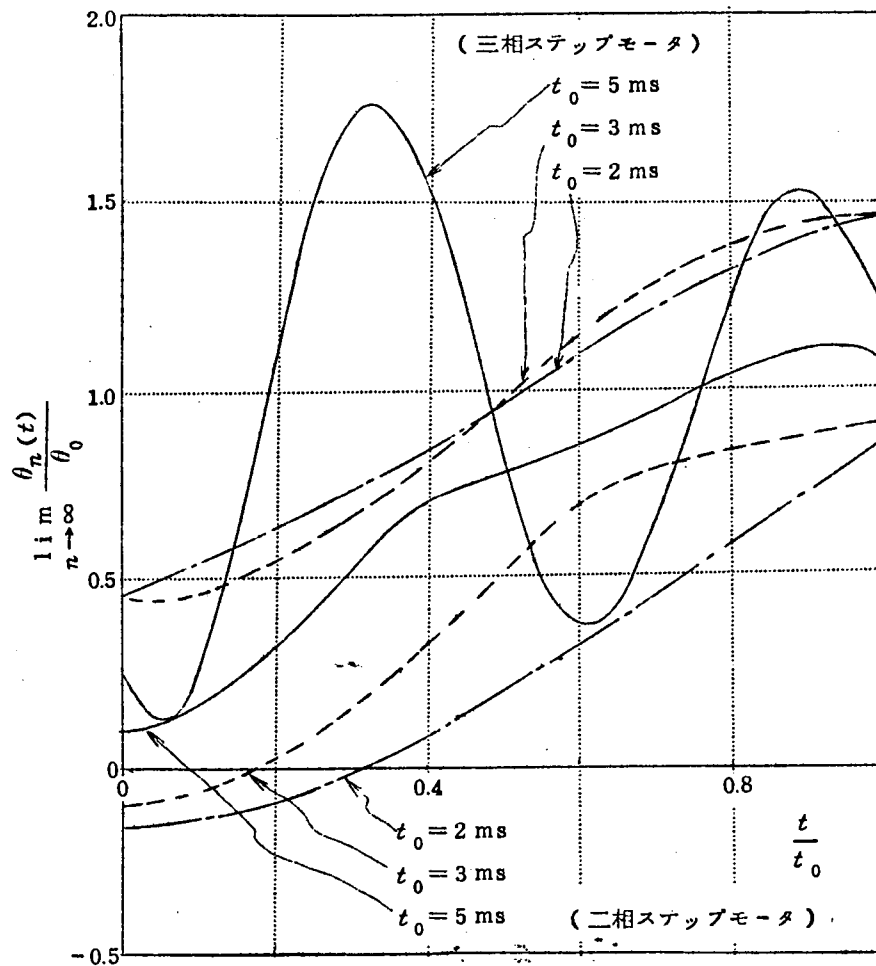
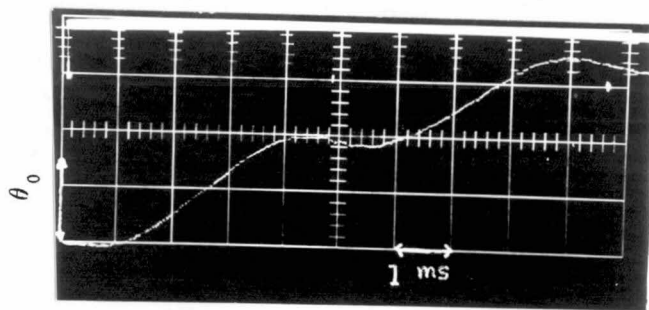


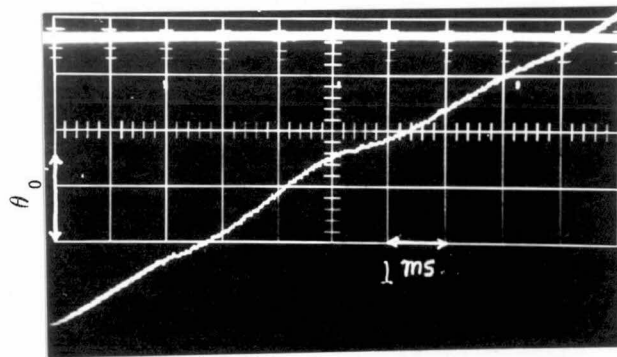
図 3.19 三相ステップモータと二相ステップモータ  
( $\tau_1 = 2 \text{ ms}$ ) の定常追従特性の比較

図 3.20 は、定常追従特性の実測結果で、上述した計算結果を定性的に裏づけている。

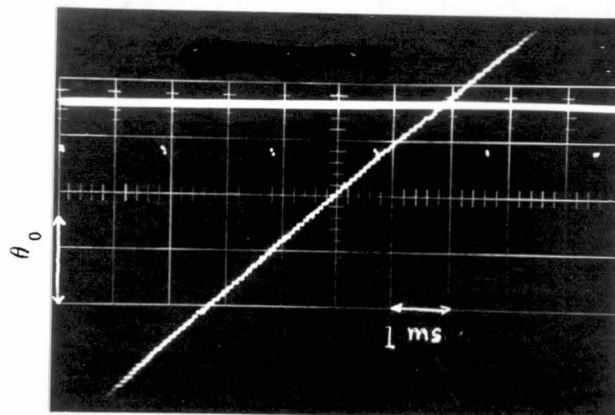
以上検討した計算結果から、本二相ステップモータが追従動作しているときの動作精度は、 $t_0 > \tau_1$  では、ほとんど  $\pm 0.1 \theta_0$  以内、 $t_0 < \tau_1$  でも  $\pm 0.5 \theta_0$  以内になる。これは特性上の大きな特徴で、入力パルスと回転角度位置の同期精度がとくに要求される用途には好適といえることができる。



(a)  $t_0 = 4.8 \text{ ms}$



(b)  $t_0 = 3.1 \text{ ms}$



(c)  $t_0 = 1.9 \text{ ms}$

图 3.20 定常追従特性 ( $\tau_1 = 1.8 \text{ ms}$ )

### 3.4 動特性の実験的検討

図 3.21 は本 2 相ステップモータの速度トルク特性である。駆動回路は図 3.6 において点線でかこった部分の回路を取り除いたもので、 $\tau_1 = 1.5 \text{ ms}$  に調節してある。したがって、最高応答周波数は  $1.5 \text{ ms}$  で制約され  $650 \text{ pps}$  までであるが、トルク特性はなめらかで凹凸も少なく全周波数領域で安定に動作しうること示している。

図 3.22 は入力パルス密度分布が均等でない場合の応答の安定性を調べたものである。

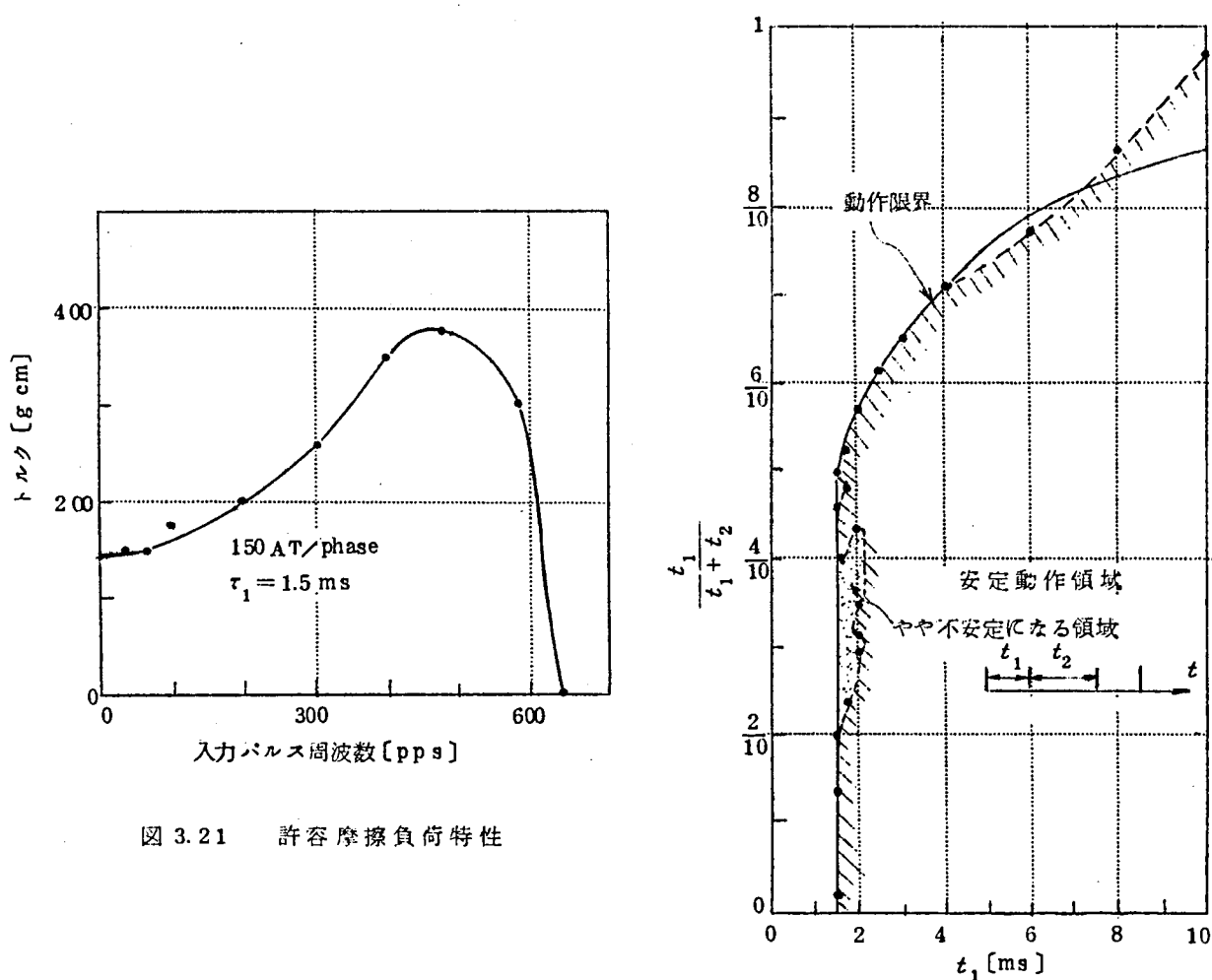


図 3.21 許容摩擦負荷特性

図 3.22 パルス間隔が不均等な場合の特性

停止状態から合計 32 パルスの不均等パルス列を加え、回転角度を測定して正常動作を確認した。この実験でも切換え時間は  $1.5 \text{ ms}$  に選定したので、入力パルスの許容最小パルス間隔は  $1.5 \text{ ms}$  になる。図 3.22 において実線で示した境界線の右側が、理論正常動作領域であり、点で示したのは実測により確認した正常動作の境界線である。均等パルス列の場合には全域安定に動作するが、 $t_1 = 1.2 \sim 2 \text{ ms}$  の範囲で実線と破線でかこまれたパルス間隔比

のところでは、やや乱調になる領域がある。しかし、これも切換え時間を 2ms 程度にすればなくすることができる。

$\frac{t_1}{(t_1+t_2)}$  の値が  $\frac{5}{10}$  以上での境界線は、 $t_2$  が許容最小パルス間隔 1.5ms である場合に対応している。 $t_1$  が 4~6ms の範囲で測定点がこの境界線よりやや低くなっているのは前述した乱調領域のためである。また、 $t_1$  が 8ms 以上で正常動作の測定点が理論境界線よりも上にでているのは、 $t_1$  が 1.5ms より小さく両相が一瞬無励磁になるような駆動でもこのような周波数では正常に動作できることを示している。

また、慣性負荷に対しては、式(2.50)からもわかるように、慣性モーメントの増加にしたがって、 $\omega_1$  は小さくなり、切換え時間  $\tau_1$  もそれだけ大きくしなければならない。したがって、慣性負荷の増加は最高応答周波数を下げることになる。

図 3.23 は 慣性負荷に対して乱調なく安定に動作するのに必要な最少切換え時間  $\tau_1$ ，ならびにそのときの最高応答周波数を求めたものである。実線で示した切換え時間は、無負荷の場合を基準にして慣性モーメントの増加による固有共振周波数の変化分を補正した計算結果で実測値の傾向と大体あっている。

以上の実験結果から摩擦負荷 150 g cm，慣性負荷 5 g cm<sup>2</sup> 程度の負荷に対しては切換え時間 1.5ms で約 600 pps まで乱調なく安定に動作させることができるので、シンクロ程度の回転機を十分直結駆動でき、簡単で高精度のデジタルアナログ変換器を構成できる。

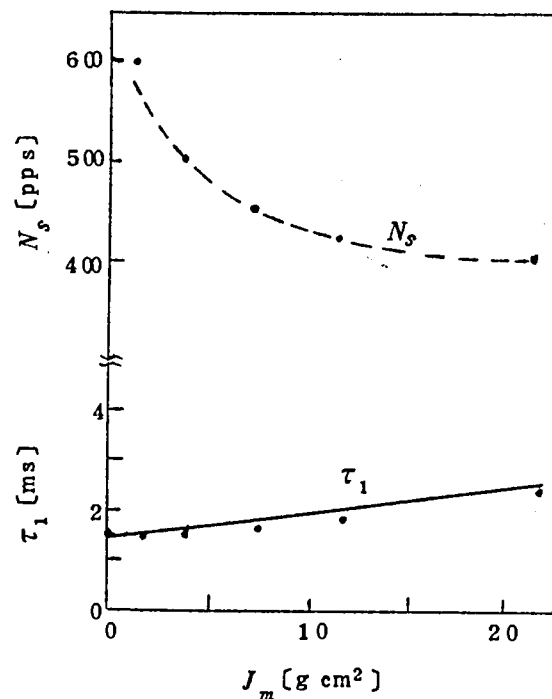


図 3.23 慣性負荷と最高始動周波数

### 3.5 一方向回転ステップモータの特性改善

積算計や角度指示計として、小型で安価なステップモータが必要になる。回転方向は一方方向だけでよいので、二相サーボモータの固定子極をそのまま用い、回転子極の構造を図 3.24 に示すように爪つきにして回転方向によるパーミアンスの変化が対称でなくなるようにすれば回転方向をきめることができる。したがって、図 3.24 に示す回路で I 相、II 相を交互に励磁すれば、回転子極は順次時計方向に吸引され  $45^\circ$  ずつ回転する。

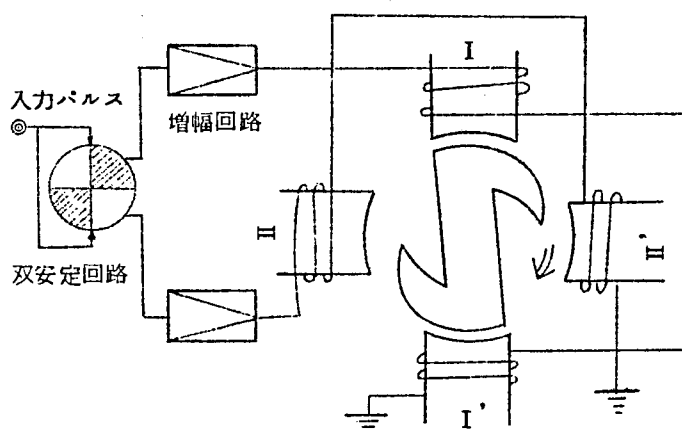


図 3.24 一方向回転ステップモータの構造

このステップモータの静トルク特性は、図 3.25 の実線で示すようにかなり凹凸の多い特性である。図 3.25 において  $O_1$  が I 相励磁でのトルク平衡点、 $T_{ps}$  が次のステップのときに生じる始動トルクであり、 $A_2$  は 2 ステップ目の応答を考えたときの許容逆戻り角である。回転子極の構造をかえて  $T_{ps}$  を大きくし、かつ  $A_2$  も大きいものをうることはきわめて困難である。

本ステップモータの応答は、図 3.25 に示したトルク特性からもわかるように、行き過ぎ角に対しては非常に大きな反力が作用するが、逆戻り角に対してはトルクが小さく、そのため非常に大きい逆戻り振動をする。しかもこの振動振幅は許容逆戻り角  $A_2$  よりも大きいので、駆動パルスの周波数によっては乱調になる。実験によれば安定に動作する周波数は 25 pps までである。インディシャル応答の逆戻り角  $A_{12}$  を  $A_2$  より小さくできれば安定に動作する周波数範囲をさらにのばすことができる。

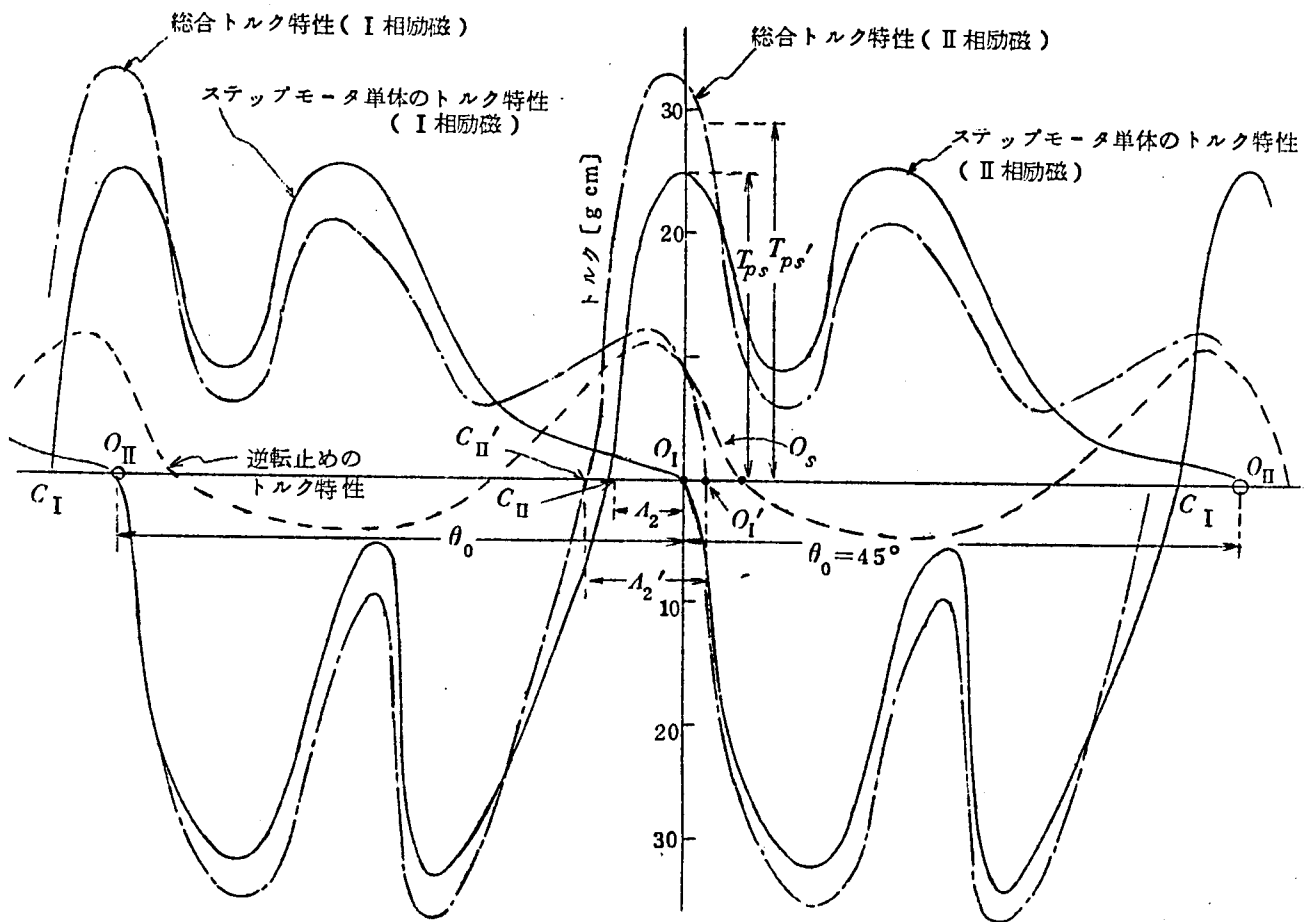


図 3.25 逆転止めによるトルク特性の補正

筆者はその対策として新しい型の逆転止め（ストップ）を考案した。一般にこの種の機械的なストップは応答を害し、いちじるしく応答周波数をさげる欠点がある。しかしながら、本ストップは逆にステップモータのトルク特性を補正し  $A_2$  を大きくするとともに、逆戻りに対する反トルクを大きくして  $A_{12}$  をほとんど零にまでおさえることができた。以下このストップについて説明する。

図 3.26 は本ストップを二相 4 極のステップモータに適用した場合の原理図で 小型軽量耐摩耗性の材料（たとえばナイロン）で作られた正八角柱の回転子を軸に直結し、電磁力安定点における停止状態でこの回転子の一切に接するように固定子に支持された板ばね（たとえば磷青銅ばね）を配置してある。したがって、本ステップモータが安定点から少

しく反時計方向に回転すると、回転子の  $M_1$   $M_2$  辺に接していた板ばねを  $M_1$  角が押し上げることになり、軸にはこのばねによる反力が働く。一方、時計方向に少しく回転させると今度は  $M_2$  角が板ばねを押し上げ、その反力が反時計方向に働くが、 $M_1$ 、 $M_2$  点の支点  $O_2$  からの距離の差によって、あきらかに前者のトルクの方が大きいことがわかる。したがって、本ストップは時計方向の回転に対してはほとんど反力を

を生じないが、安定点から少しでも逆転しようとするとき大きな反力が軸に生じるので、ステップモータの逆転反力を補うことができる。

回転角に対するトルクの関係は図 3.27 から

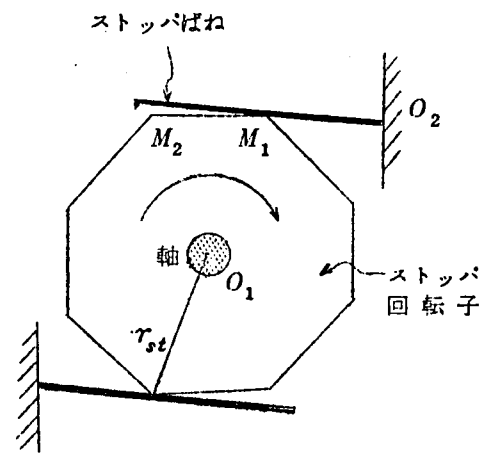


図 3.26 ストップの原理図

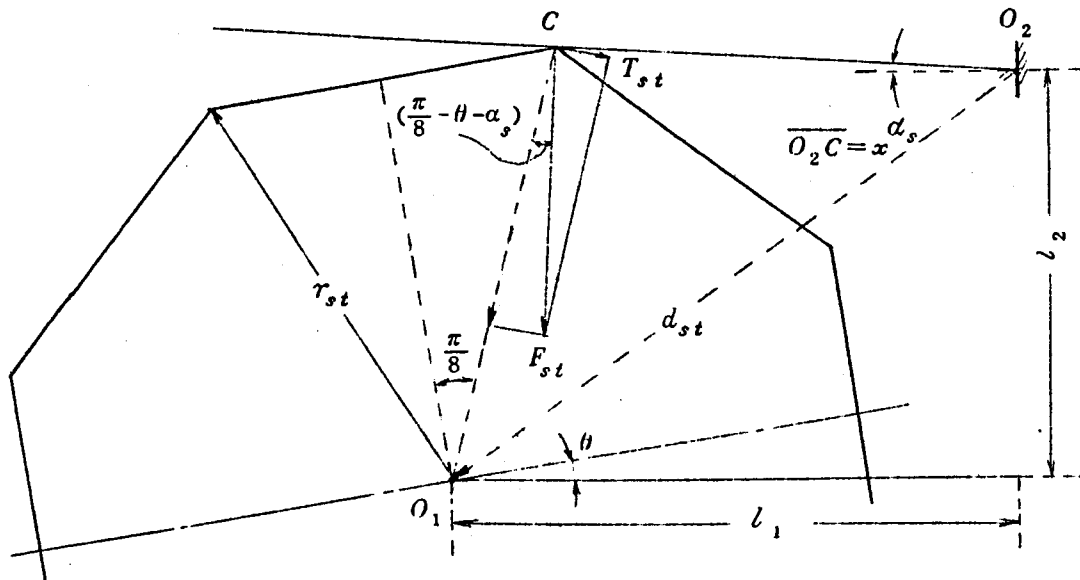


図 3.27 トルク補償用ストップの構造

$$T_{st} = r_{st} F_{st} \sin \left( \frac{\pi}{8} - \alpha_s - \theta \right) \quad \dots\dots\dots (3.44)$$

$$F_{st} \simeq k_{sp} x \sin \alpha_s \quad \dots\dots\dots (3.45)$$

ここで

$$\left. \begin{aligned} k_{sp} &= \frac{3 E J_{st}}{x^3} \\ x &= \sqrt{\{l_1 - r_{st} \sin \left( \frac{\pi}{8} - \theta \right)\}^2 + \{r_{st} \cos \left( \frac{\pi}{8} - \theta \right) - l_2\}^2} \\ l_1 &= \sqrt{d_{st}^2 - r_{st}^2 \cos^2 \frac{\pi}{8}} \end{aligned} \right\} \quad (3.46)$$

である。ただし、 $E$  はばねに使用している材料の縦弾性係数〔 $\text{kg}/\text{cm}^2$ 〕、 $J_{st}$  はばねの断面の慣性モーメント〔 $\text{cm}^4$ 〕である。

これらの式から

$$T_{st} \simeq \frac{3 E J_{st}}{x^4} r_{st} \{l_1 \sin \left( \frac{\pi}{8} - \theta \right) + l_2 \cos \left( \frac{\pi}{8} - \theta \right) - r_{st}\} \{r_{st} \cos \left( \frac{\pi}{8} - \theta \right) - l_2\} \quad \dots\dots\dots (3.47)$$

となる。式(3.47)において  $d_{st} = 0.7 \text{ cm}$  ,  $r_{st} = 0.5 \text{ cm}$  として回転角  $\theta$  と  $\frac{T_{st}}{E J_{st}}$  の関係を計算すると図3.28 のようになる。

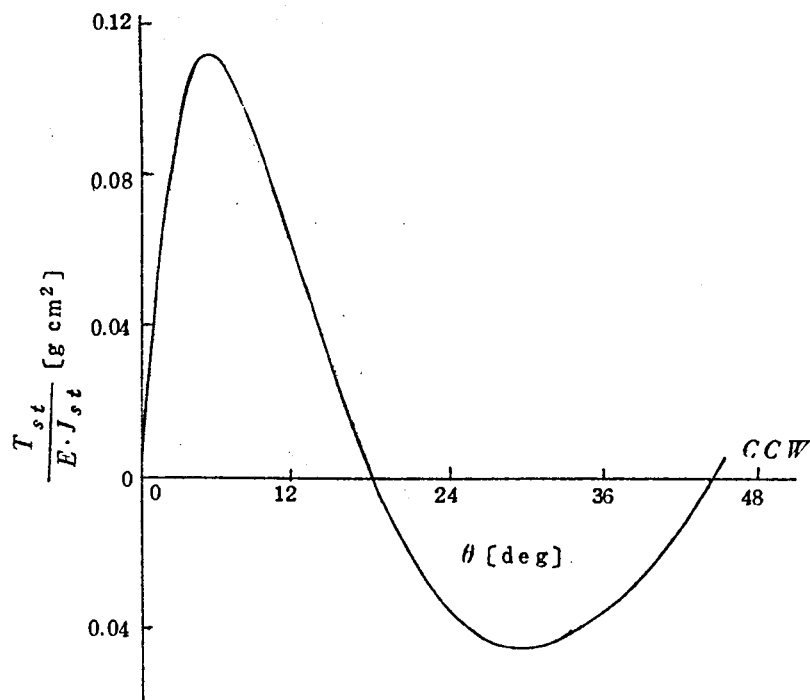


図 3.28 ストップバのトルク特性



$EJ_{st} = 0.1 \text{ kg cm}^2$  のばねを用い、ストップのトルク切換わり点がステップモータの平衡点より回転方向に  $3^\circ$  進むように取りつけたとき総合トルク特性は図 3.25 の一点鎖線で示すようになる。この図からわかるように、新しいトルク平衡点は  $O_1'$  に移り、許容逆戻り角は  $A_2'$  まで大きくなる。しかも、平衡点近傍のトルク特性が逆戻りに対しても非常に急しゅんになること、始動トルク  $T_{ps}$  も若干増すことなど、本ストップはすぐれた特徴をもっていることがわかる。

図 3.29 は インディシャル応答の実験結果で逆戻り角はほとんどおさえられ、最高始動周波数は 50 pps, 連続応答周波数は 100 pps という結果がえられた。

図 3.30 は 本ステップモータの外観写真である。

なお、問題点としては、ストップばねの疲労、およびナイロン製のストップ回転子の摩耗など寿命上の欠点がある。これらの材料の進歩が待たれる。

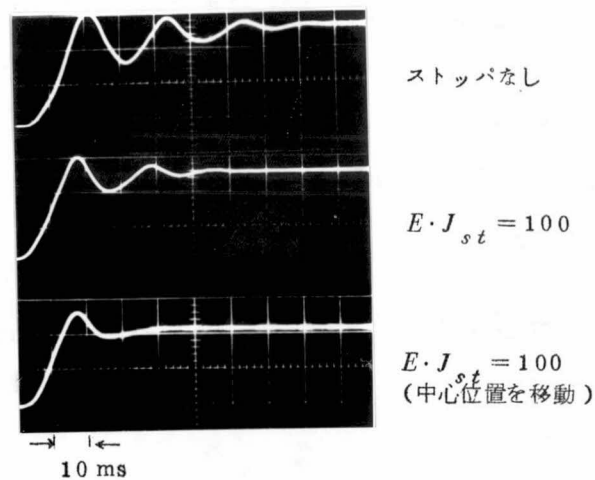


図 3.29 インディシャル応答におけるストップの効果

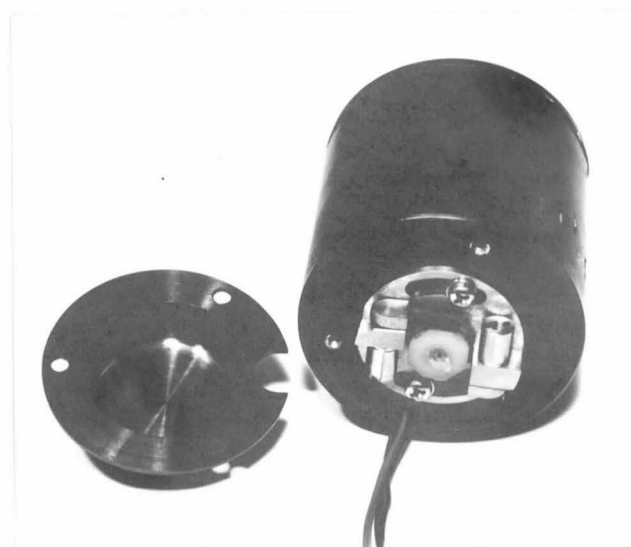


図 3.30 ストップ付ステップモータの外観

### 3.6 二相ステップモータと三相ステップモータの比較

二相ステップモータと三相ステップモータの主な特性を比較して表 3.1 に示す。これからわかるように、二相ステップモータでは回転中の遅れは許容されず、 $\frac{1}{2}$  ステップに相当する角度以上の遅れを生じると誤動作することになる。すなわち、正常に動作している限り全動作領域にわたって極めて精度良く追従していることがわかる。

表 3.1 各種ステップモータの特性比較

種 類		二相ステップモータ	三 相 ス テ ッ プ モ ー タ		
駆 動 方 式		$\tau_1 = 1.5 \text{ ms}$	一相励磁 駆動方式	切換え励磁 駆動方式	等価+二相 駆動方式
極 数 $p$		20	20	20	20
1 ステップの回転角 $\theta_0$		$9^\circ$	$6^\circ$	$6^\circ$	$1.5^\circ$
1 回転のステップ数		40	60	60	240
印 加 起 磁 力		150 AT/phase	150 AT/phase	150 AT/phase	150 AT/phase
始 動 ト ル ク $T_{ps}$		1.3 kg·cm	1.5 kg·cm	1.8 kg·cm	0.5 kg·cm
回転子の慣性モーメント		10 g·cm <sup>2</sup>	16 g·cm <sup>2</sup>	16 g·cm <sup>2</sup>	16 g·cm <sup>2</sup>
安定動作角範囲 $A_2$		$0.5 \theta_0$	$0.5 \theta_0$	$0.5 \theta_0$	$5 \theta_0$
安 定 度 $\frac{A_2}{A_2'}$		2	0.5	2	2.5
始動周波数	pps	520	500	500	2000
	rps	13.0	8.3	8.3	8.3
連 続 応 動 周 波 数		640 pps (1000)	7000 pps	530 pps	15000 pps
動 ト ル ク (1000 pps)	max	450 g·cm	600 g·cm	650 g·cm	650 g·cm
	min	150 g·cm	—	250 g·cm	500 g·cm
乱 調 領 域		なし	20~230 pps	なし	なし
トルク慣性比 $\eta$		$1.1 \times 10^5 \text{ rad/S}^2$	$0.6 \times 10^5 \text{ rad/s}^2$	$0.7 \times 10^5 \text{ rad/s}^2$	$0.3 \times 10^5 \text{ rad/s}^2$
$t_m$		1.5 ms	1.4 ms	1.3 ms	1.0 ms
所 用 電 源 容 量		18V, 3A	18V, 1.5A	18V, 3A	18V, 3A
装 置 の 規 模		1	1.5	2	4
出力トランジスタ 所要本数		2 本	3 本	3 本	6 本

しかしながら、実際の用途を考えると、たとえば工作機械におけるテーブルの早送りのごとく、少しぐらい始動時の偏差は増しても、慣性の力を借りて高い周波数のパルスにも追従させたいという要求もある。このような使い方は、ステップモータをパルス回転角変換器としてよりは、むしろパルス回転速度変換器のように使用することになり、両者を同程度の特性で実現することには困難がある。

第2章で説明した等価十二相駆動方式は、このような要求にこたえるために開発したもので、5ステップに相当する角度以内の遅れは許容される。

結局、三相ステップモータは少々複雑な駆動回路を用いても幅のひろい特性の要求されるものとして使われ、小型で駆動回路が簡単という要求に対しては、永久磁石回転子型をふくめて二相ステップモータが今後使われるものと考えられる。

### 3.7 結 言

駆動回路との協調をとって、実効的な相数を切換えれば、従来不可能と考えられていた高速二相可逆ステップモータの実現が可能であり、特性的にも動作原理上応答がきわめて安定であり、駆動回路も簡単にできることを示した。おもな特徴を列挙すると、

- (1) ステップモータが三相の約  $\frac{2}{3}$  に小型化される。
- (2) トルク慣性比が増すので応答速度が早くなる。
- (3) 駆動回路が大幅に簡略化される。
- (4) 乱調領域を完全になくすることができる。

などである。

二相ステップモータの応答の減衰定数は、両相励磁状態と単相励磁状態で大幅に変わるので、その運動は駆動回路の切換え時間の前後で異なる基礎微分方程式に従う。この二つの状態の断続問題として二相ステップモータの動特性を解析し、任意の入力パルス列に対する応答の一般式を導いた。ディジタル計算機によって種々の切換え時間、ならびに入力パルス周波数におけるインディシャル応答および定常追従特性を計算し、実験結果をかなり正確に説明できることを示した。

また、駆動回路については簡単な回路を付け加えることにより、最高応答周波数をほぼ2倍まで高め、入力パルス密度分布の平滑化ができることを示した。

このように本二相ステップモータは、小形化、駆動回路の簡略化を可能にしたうえに、インディシャル応答はもちろん、連続回転状態でも入力パルスと回転角度位置の同期がよいので、光電テープリーダーの送り電動機のような動的回転角精度の要求される用途には好適である。

## 第 4 章

### 三相誘導電動機のステップ駆動方式

## 第4章 三相誘導電動機のステップ駆動方式

### 4.1 緒 言

位置決め装置の評価は、いかに短時間に高精度の位置決めができるかによってきまる。すなわち、目標位置近くまではできるだけ高速に駆動し、目標位置まじかで急に減速して精度よく目標位置に停止させることが要求される。これを駆動部としてみると、応答がはやく非常に大きな変速比（1：100以上）をもつ変速機を要求していることになる。一台の電動機でこのような広範囲の速度を安定にうることは一般には困難で、そのために装置の規模が大きくなり高価なものとなっている。

数値制御技術は位置決め装置の精度を大幅に向上しつつあるが、駆動部としてはほとんどのものが従来の方式を踏襲しているにすぎない。わずかにステップモータが開回路の制御系に用いられて数値制御の特徴をだしているが、これも出力用に関しては特に高速送りに難点がある。

本章で説明する三相誘導電動機のステップ駆動方式は、サイリスタを介して三相電圧を間欠的に印加することにより誘導電動機にステップ状の回転をさせる新しい駆動法で、筆者はこれを Impulsive Drive と名付けた。周知のように誘導電動機とくにかご型の誘導電動機は直流電動機に比べて堅固で信頼度がたかいこと、保守を要さず安価であることなど数々の長所をもっている。しかるにこれまで制御用機器として誘導電動機があまり用いられなかった理由は、同期速度近くの一定速度で駆動するのには適しているが、それ以下の速度とくに同期速度の  $\frac{1}{10}$  以下の低速度での制御がほとんど不可能であったことによると考えられる。

誘導電動機の数値制御法としては、一次電圧制御、二次制御、一次周波数制御など種々のものがすでに実用化されている。Impulsive Drive 法はこれらの制御方式のうちの一次電圧制御に属するものであり、簡単な装置で低速とくに微低速の制御ができる点に特徴を有する。

誘導電動機の過渡特性の解析は W. V. Lyon が対称座標法を使い<sup>48)</sup>、H. C. Stanley が線形直交変換した直角座標法によって行なっている。<sup>49)</sup>これらの文献はほとんど誘導電動機の起動時および逆接続制動時における過渡トルクを解析するために行なったもので、本題

動法におけるようにサイリスタでパルス状の三相電力を印加し、しかもこれをくりかえしたときの特性解析は皆無であった。

まずこのような駆動法での誘導電動機の運動を表わす基本方程式を誘導し、アナログ計算機を用いて解析することにより、瞬時トルクの波形をあきらかにした。また、同一原理にもとづく種々の駆動方式を分類整理して、発生トルクおよび特性を比較検討している。そしてこのような駆動法における磁界ベクトルの時間に対する軌跡を求めることによって、発生トルクの特徴を直観的に理解できるようにしている。

さらに Impulsive Drive を広く誘導電動機の世界速度制御法として検討し、微低速から高速まで広範囲の速度制御が可能であることを示している。

## 4.2 動作原理ならびに駆動方式の分類

### 4.2.1 動作原理と回路構成

三相誘導電動機に三相電圧を同時に印加したとき、はじめの数サイクルの間は図 4.1(a) の破線で示すように異常に大きな過渡トルクの生じることが知られている。そしてこの過

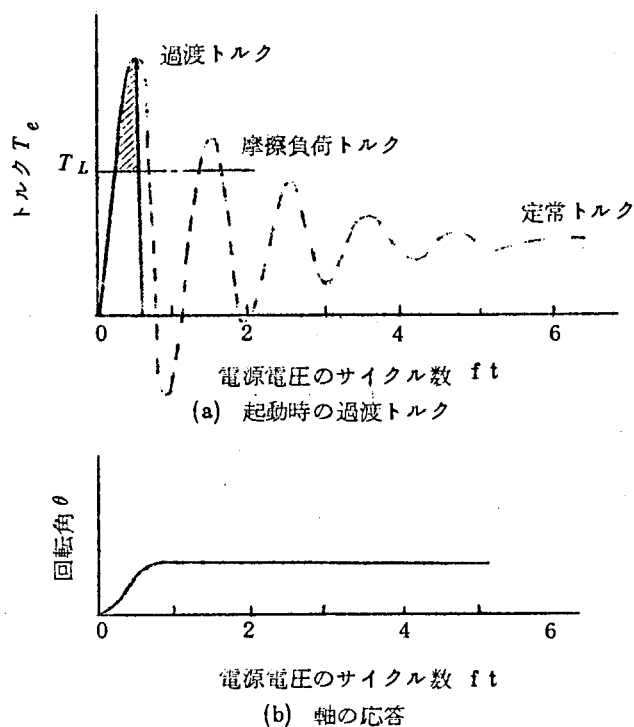


図4.1 Impulsive Driveの動作原理説明図

渡トルクの大きさは最初の尖頭値が最も大きくかつ再現性もよい。しかも通常のかご型誘導電動機では、電圧印加後 $\frac{1}{2}$ サイクル程度たつと過渡トルクはその最大値付近に達している。このことは $\frac{1}{2}$ サイクル程度だけ通電することによっても、十分大きな負荷を駆動できることを示している。すなわち、図 4.1(a)において電動機軸に定常トルクより大きい摩擦負荷トルク  $T_L$  がかかっている状態で、電源電圧をほぼ $\frac{1}{2}$ サイクルの期間だけ印加すれば、電動機は図 4.1(a)の実線で示すようなトルクを発生し、斜線で示した部分のトルクによって負荷を駆動する。したがって、電動機軸は図 4.1(b)に示すようにステップ状に微小角だけ回転して停止する。このような駆動を繰返えし行なえば、電動機は定常トルクより大きい尖頭値の瞬時トルクを間欠的に発生することになり、大きな負荷を見かけ上低速で駆動することができる。

このように Impulsive Driveは、誘導電動機の過渡トルクを積極的に利用しようとするものである。図 4.2は代表的な駆動回路の一例で、三相誘導電動機の一次巻線（以下固定子巻線とかく）の端子  $u'$ ,  $v'$  と電源端子  $u$ ,  $v$  の間にそれぞれサイリスタをそう入し  $w$   $w'$  間は短絡する。 $u$   $v$  相の線間電圧を基準にしてPNPN素子を用いた定電圧スイッチ回路により移相パルスを取りだし、サイリスタの点弧パルスとしている。電源電圧と同期のとれた点弧パルス（たとえば、 $u$  相電圧に対し点弧角  $0^\circ$  とする）を二本のサイリスタに同時

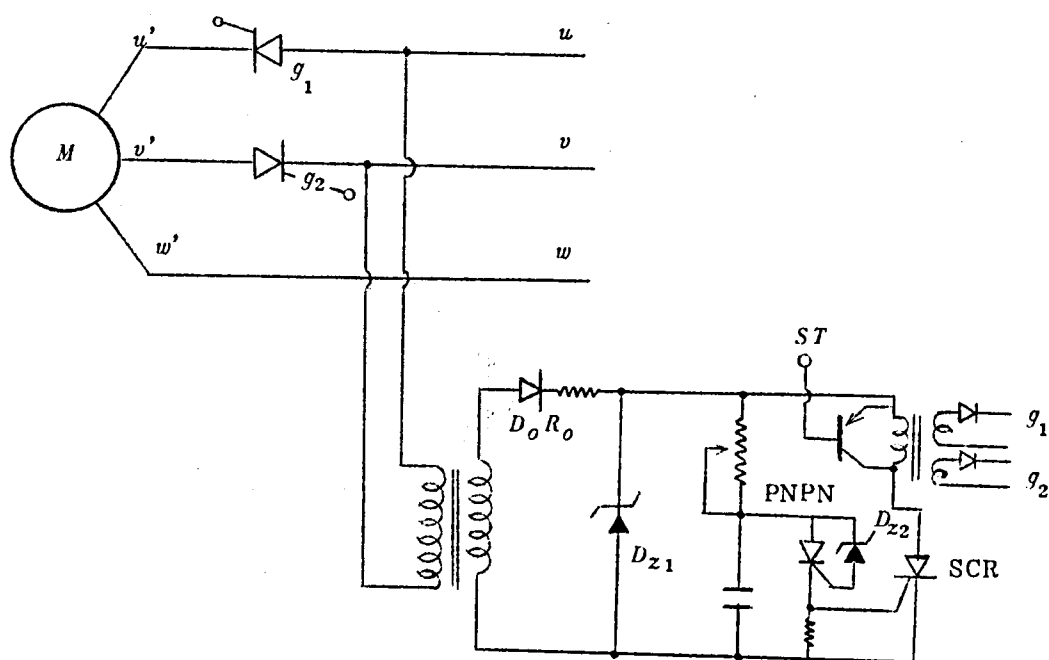


図 4.2 Impulsive Drive の制御回路



に印加すると，図 4.3(a)に示すような電流が電源の 1 サイクル毎に固定子各相巻線に流れる。<sup>\*</sup>

サイリスタによる交流電流の断続は，リレーなど従来この種の用途に用いられていた素子による場合と比べて本質的に次のような大きな相違点がある。すなわち，サイリスタでは電流を流し始める時点はパルスによって外部から与えられ，しや断はサイリスタを流れている負荷電流が方向を変えようとして零になるとき自動的に行なわれる。したがって，負荷の性質や大きさなどによって通電期間は変わるものである。なお，サイリスタのスイッチ特性および点弧パルス発生回路については第 6 章で詳細に検討する。

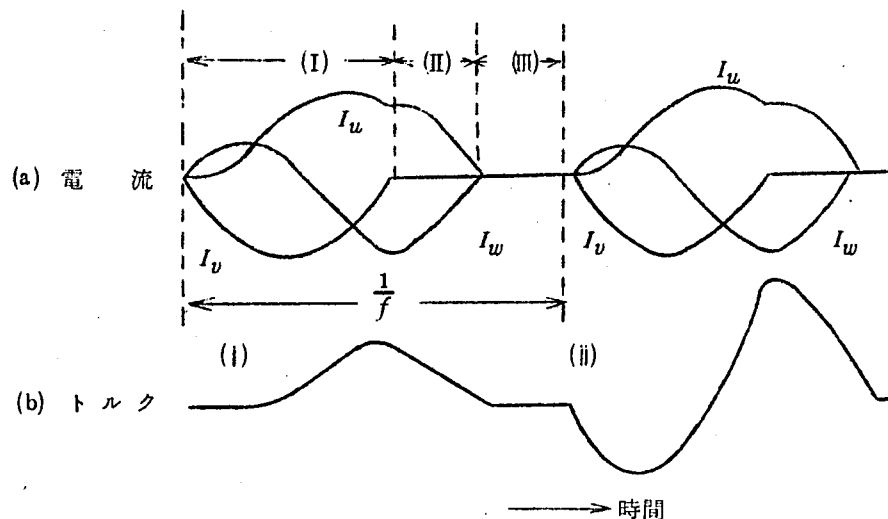


図 4.3 Impulsive Driveにおける電流およびトルク波形

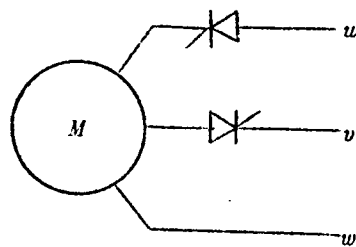
図 4.3(a)において(I)は三相電圧印加期間，(II)は単相電圧印加期間，(III)は電源電圧オフの期間である。このような電流を流したときに発生する電動機トルク (Impulsive torque と名付ける)<sup>33)</sup>は，上述した過渡トルクにほかならない。すなわち，図 4.3(b)の(i)に示すように 0.6 周期程度の幅をもった正のパルス状のトルクになり，その尖頭値は汎用誘導電動機の場合定格トルクの数倍の値をもつ。したがって，このトルクの尖頭値よりやや小さいトルク負荷を接続しておけば，電動機軸はわずかの角度だけステップ状に動き，くりかえしこのような駆動を行なえば階段状の回転をすることになる。ただくりかえしの周期が短くなり回転子巻線に残留電流が生じるようになると，Impulsive torque の形は図  
~~~~~  
\* 図 4.3(a),(b)はともに第 4.3 節で行なう計算により理論的にえられたものであるが，観測結果もこれをうらづけている。

4.3(b)の(ii)に示すように1サイクルのうちに負トルクとこれより若干尖頭値の大きい正トルクが対になって生じるようになる。そしてその尖頭値は汎用誘導電動機では定格トルクの10倍以上にもなる。

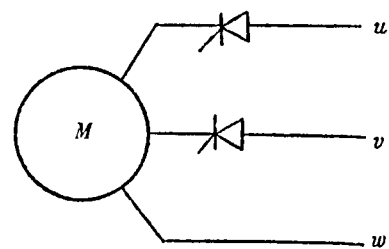
サイリスタに印加される点弧パルス(point arc pulse)の点弧角を制御すれば、通電期間が制限され1ステップの回転角を僅少にできる。また、図4.2のST端子に信号をくわえてトランジスタを導通にすれば、 $g_1, g_2$ 端子に現れていた点弧パルスをオフすることができ電動機を瞬時に停止させることができる。

#### 4.2.2 駆動方式の分類

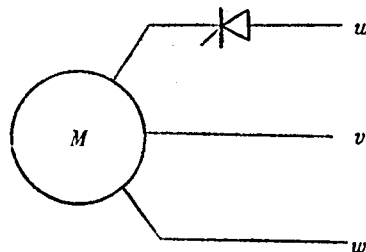
三相誘導電動機の Impulsive Driveは固定子巻線の電流を断続することによって生じる過渡トルクを駆動力として用いるものである。このような原理の駆動法に用いるサイリスタ回路としては、図4.4(a), (b), (c)に示すものが考えられる。さらに各サイリスタのゲート端子に点弧パルスを与える時点を制御することによってそれぞれ特性の異なる6種類の駆動方式をうることができる。表4.1はこのような駆動方式を分類したもので、各駆動



(a) 主回路A ( $3U, V3U, UV$ 各駆動方式に適用)



(b) 主回路B ( $U3V, VU$ 各駆動方式に適用)



(c) 主回路C ( $V3V$ 駆動方式に適用)

図4.4 Impulsive Driveに用いるサイリスタ回路の構成

表 4.1 駆動方式の分類

| 駆動方式の名称 | 主回路 | 点弧パルスの基準電圧       | 点弧回路の所要台数 | 駆動間隔        | 回転方向 |
|---------|-----|------------------|-----------|-------------|------|
| 3U      | A   | $u \cdot v (vw)$ | 1         | 1 ~ 2 cycle | 順方向  |
| V3U     | A   | $v \cdot w$      | 2(1)      | "           | "    |
| U3V     | B   | $u \cdot w$      | 2         | "           | "    |
| V3V     | C   | $u \cdot v$      | 1         | "           | "    |
| UV      | A   | $u \cdot w (vw)$ | 2         | 2 cycle     | 逆方向  |
| VU      | B   | $u \cdot w (vw)$ | 2         | "           | "    |

方式の名称は図 4.5(a)~(f)に示すように  $u$  相,  $v$  相両巻線の通電状態の移りかわりを表わしている<sup>\*</sup>。たとえば, 3U 駆動方式とは三相通電状態からはじまり,  $u$  相通電状態で終る駆動方式であり, V3V 駆動方式とは  $v$  相通電状態からはじまり三相通電状態をへて  $v$  相通電状態で終る駆動方式である。また, UV 駆動方式とは  $u$  相通電状態から  $v$  相通電状態へ三相通電状態をへることなく切りかわる駆動方式である。

これらの駆動方式によって駆動される電動機の回転方向は, UV 駆動方式, VU 駆動方式以外は電源の相順できまる回転方向と同じであるが, UV 駆動方式, VU 駆動方式では逆方向に回転する。このことはこれらの駆動方式を適宜切りかえることによって, 電源端子と電動機の接続を切りかえることなく逆転制御ができることを示している。

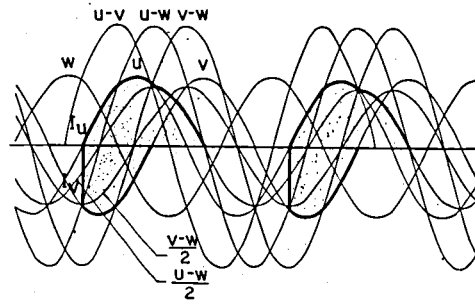
### 4.3 動特性の解析的検討

#### 記号表

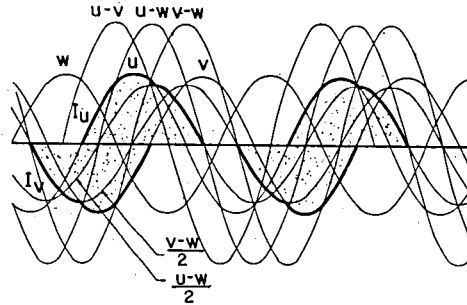
- $e_{u,v,w}$  ; 固定子の各相電圧 [ V ]  
 $i_{u,v,w}$  ; 固定子の各相電流 [ A ]  
 $\psi_{u,v,w}$  ; 固定子の各相鎖交磁束 [ Wb ]  
 $e_{a,b,c}$  ; 回転子の各相電圧 [ V ]  
 $i_{a,b,c}$  ; 回転子の各相電流 [ A ]  
 $\psi_{a,b,c}$  ; 回転子の各相鎖交磁束 [ Wb ]  
 $R_1$  ; 固定子各相の抵抗 [  $\Omega$  ]  
 $R_2$  ; 回転子各相の抵抗 [  $\Omega$  ]

~~~~~  
 \* 通電のタイミングをわかりやすくするために, 電動機巻線の代りに抵抗負荷を接続した場合について示してある。

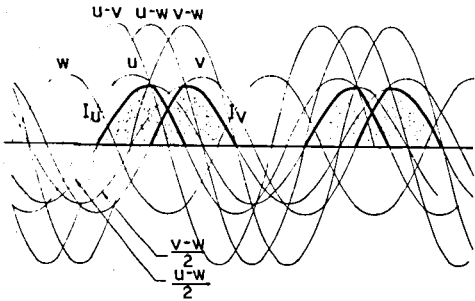
(a) 3 U 駆動方式



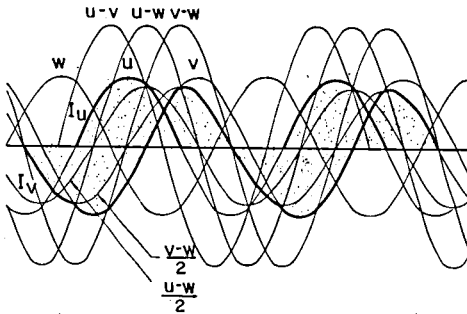
(b) V 3 U 駆動方式



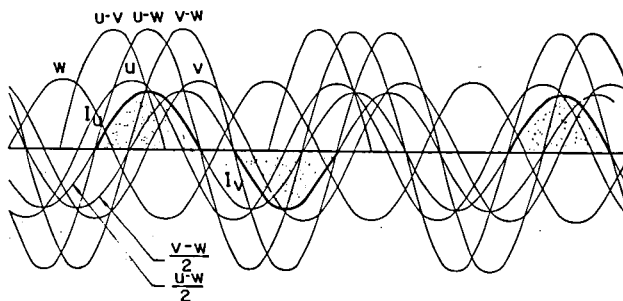
(c) U 3 V 駆動方式



(d) V 3 V 駆動方式



(e) UV 駆動方式



(f) VU 駆動方式

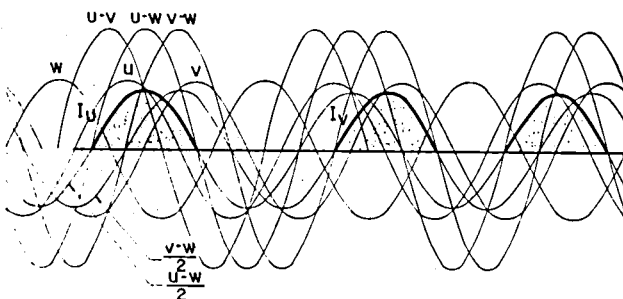


図4.5 Impulsive Drive の各駆動方式におけるu相, v相電流

$L_1'$	；固定子各相の自己インダクタンス [ H ]
$L_2'$	；回転子各相の自己インダクタンス [ H ]
$M_1$	；固定子各相間の相互インダクタンス [ H ]
$M_{12}$	；回転子各相間の相互インダクタンス [ H ]
$M_{f2}$	；固定子回転子間の相互インダクタンスの最大値 [ H ]
$L_1 = L_1' - M_1$	；固定子各相の見かけ上の自己インダクタンス [ H ]
$L_2 = L_2' - M_2$	；回転子各相の見かけ上の自己インダクタンス [ H ]
$M = \frac{3}{2} M_{12}$	；固定子回転子間の見かけ上の相互インダクタンス [ H ]
$L_{1L} = L_1 - M$	；固定子各相の漏れインダクタンス [ H ]
$L_{2L} = L_2 - M$	；回転子各相の漏れインダクタンス [ H ]
$e_\alpha$	； $\alpha$ 軸での固定子電圧 [ V ]
$e_\beta$	； $\beta$ 軸での固定子電圧 [ V ]
$i_{\alpha 1}$	； $\alpha$ 軸での固定子電流 [ A ]
$i_{\beta 1}$	； $\beta$ 軸での固定子電流 [ A ]
$\psi_{\alpha 1}$	； $\alpha$ 軸での固定子鎖交磁束 [ Wb ]
$\psi_{\beta 1}$	； $\beta$ 軸での固定子鎖交磁束 [ Wb ]
$e_{\alpha 2}$	； $\alpha$ 軸での回転子電圧 [ V ]
$e_{\beta 2}$	； $\beta$ 軸での回転子電圧 [ V ]
$i_{\alpha 2}$	； $\alpha$ 軸での回転子電流 [ A ]
$i_{\beta 2}$	； $\beta$ 軸での回転子電流 [ A ]
$\psi_{\alpha 2}$	； $\alpha$ 軸での回転子鎖交磁束 [ Wb ]
$\psi_{\beta 2}$	； $\beta$ 軸での回転子鎖交磁束 [ Wb ]
$\omega$	；電源の角周波数 [ rad/s ]
$\theta$	；固定子回転子間の電気角 [ rad ]
$q$	；極対数
$T_r$	；電動機の定格トルク [ Ws ]
$T_e$	；電動機トルク [ Ws ]
$T_L$	；負荷トルク [ Ws ]
$J_m$	；電動機軸換算での全慣性モーメント [ W-s <sup>3</sup> -rad <sup>-1</sup> ]
$p$	；微分演算子

#### 4.3.1 基本方程式の誘導

三相誘導電動機の起動時および逆相制動時の過渡現象に関する解析は、すでに古くから行なわれている。<sup>48)49)</sup> Impulsive Driveはサイリスタを通して電動機に給電されるので、電動機の各相巻線にはそれぞれ所定の位相関係で電源が接続され、約半サイクル通電したのち先に図4.5に示したように電源の位相に応じて各相電流は順次しや断していく点に特徴がある。しかも回転子の残留電流がある状態で、このような駆動をくりかえしたときの応答を問題にするものであり、従来このような解析は行なわれていない。

電動機の特性を解析するにあたってH. C. Stanley らが行なっているように、次の仮定をおく。<sup>49)</sup>

- (1) 固定子回転子の巻線は全て正弦波状に分布して巻かれている。
- (2) 固定子巻線と回転子巻線の間の相互誘導係数は、両巻線間の電気角の余弦関数になっている。
- (3) 回転子は平滑で、自己誘導係数は回転子の位置に無関係である。
- (4) 鉄心の飽和、ヒステリシス、うず電流効果などは考えず、磁気回路は線形として取扱う。
- (5) 電源は三相平衡している。
- (6) 巻線抵抗の温度上昇による変化分は考慮しない。

これらの仮定のうち、ほとんどのものは近似的に成立すると考えてよい。しかしながら、本駆動法は起動時の大振幅動作をくりかえして行なわせるものであり、磁気回路の飽和を無視するという仮定の(4)は無理がある。飽和を考慮した解析も可能であるが、まずImpulsive Driveの定性的な特性を把握するために、上記の仮定のもとに解析を進める。

図4.6に示す三相誘導電動機の固定子回転子巻線の電圧電流方程式は、

$$\left. \begin{aligned} e_u &= p\psi_u + R_1 i_u \\ e_v &= p\psi_v + R_1 i_v \\ e_w &= p\psi_w + R_1 i_w \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (4.1)$$

$$\left. \begin{aligned} e_a &= p\psi_a + R_2 i_a \\ e_b &= p\psi_b + R_2 i_b \\ e_c &= p\psi_c + R_2 i_c \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (4.2)$$

となる。

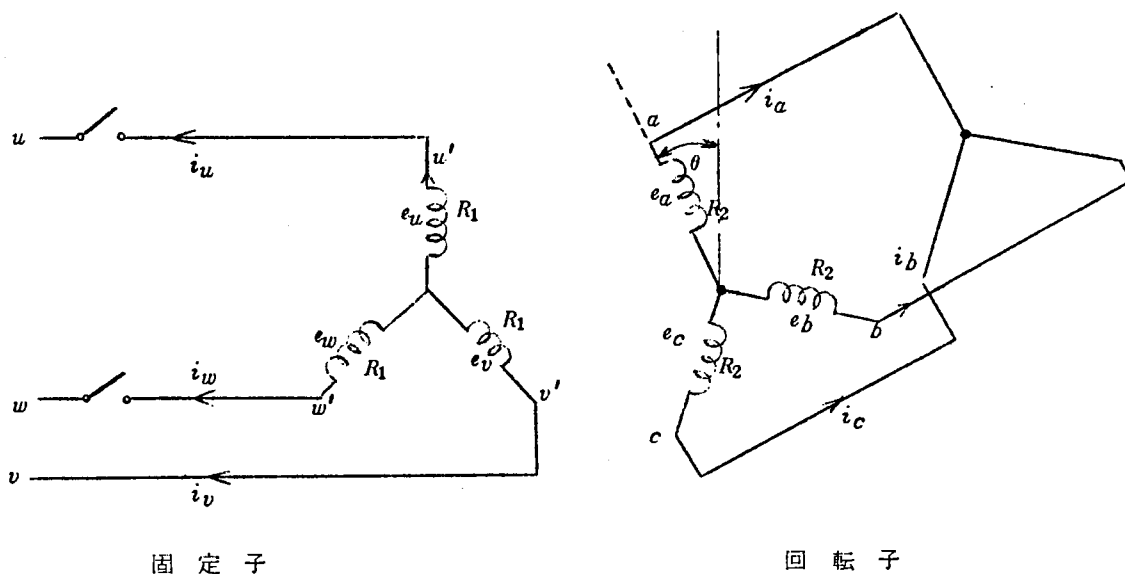


図 4.6 固定子回転子巻線の構成

鎖交磁束  $\psi_u, \psi_v, \psi_w, \psi_a, \psi_b, \psi_c$  はそれぞれ各巻線電流の線形関数で表わされる。

たとえば,  $\psi_u$  は

$$\psi_u = L'_1 i_u + M_1 (i_v + i_w) + M_{12} \{ i_a \cos \theta + i_b \cos (\theta + \frac{2}{3}\pi) + i_c \cos (\theta - \frac{2}{3}\pi) \} \quad \dots\dots\dots (4.3)$$

となり,

$$\left. \begin{aligned} i_u + i_v + i_w &= 0 \\ i_a + i_b + i_c &= 0 \end{aligned} \right\} \quad \dots\dots\dots (4.4)$$

であるから, 結局

$$\begin{pmatrix} \psi_u \\ \psi_v \\ \psi_w \\ \psi_a \\ \psi_b \\ \psi_c \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L_1 & 0 & 0 \\ 0 & L_1 & 0 \\ 0 & 0 & L_1 \\ M_{12} \cos \theta & M_{12} \cos (\theta - \frac{2}{3}\pi) & M_{12} \cos (\theta + \frac{2}{3}\pi) \\ M_{12} \cos (\theta + \frac{2}{3}\pi) & M_{12} \cos \theta & M_{12} \cos (\theta - \frac{2}{3}\pi) \\ M_{12} \cos (\theta - \frac{2}{3}\pi) & M_{12} \cos (\theta + \frac{2}{3}\pi) & M_{12} \cos \theta \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \\ i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} \quad (4.5)$$

ただし  $L_1 = L'_1 - M_1$ ,  $L_2 = L'_2 - M_2$

となる。図 4.7 に示すように、固定子の  $u$  相に基準をおいた直交座標軸  $\alpha, \beta$  を導入し、三相の各軸に対応する変数をこの  $\alpha, \beta$  軸上に変換する。すなわち、固定子の変数  $\Gamma_u, \Gamma_v, \Gamma_w$  は

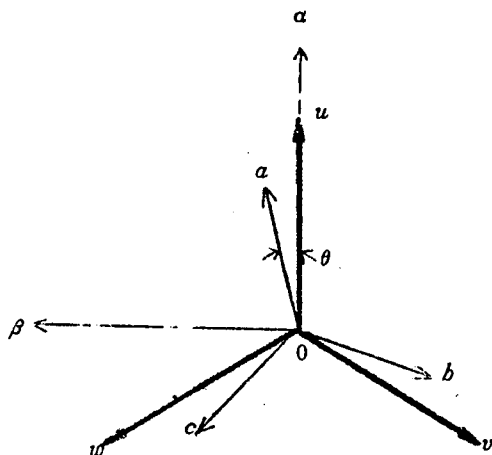


図 4.7 座標軸の変換

$$\begin{pmatrix} \Gamma_{\alpha 1} \\ \Gamma_{\beta 1} \end{pmatrix} = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \Gamma_u \\ \Gamma_v \\ \Gamma_w \end{pmatrix} \quad \dots\dots\dots (4.6)$$

によって、また回転子の変数  $\Gamma_a, \Gamma_b, \Gamma_c$  は

$$\begin{pmatrix} \Gamma_{\alpha 2} \\ \Gamma_{\beta 2} \end{pmatrix} = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{2}{3}\pi\right) & \cos\left(\theta + \frac{2}{3}\pi\right) \\ \sin \theta & \sin\left(\theta - \frac{2}{3}\pi\right) & \sin\left(\theta + \frac{2}{3}\pi\right) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \Gamma_a \\ \Gamma_b \\ \Gamma_c \end{pmatrix} \quad \dots\dots\dots (4.7)$$

によって、それぞれ  $\alpha, \beta$  軸変数に変換する。ただし、変数  $\Gamma$  は  $e, i, \psi$  などを表わす。

式 (4.1), (4.2), (4.5) に式 (4.6), (4.7) の変換を行ない、かご型誘導電動機であるため  $e_{\alpha 2} = e_{\beta 2} = 0$  とすれば

$$\left. \begin{aligned} e_{\alpha} &= p\psi_{\alpha 1} + R_1 i_{\alpha 1} \\ e_{\beta} &= p\psi_{\beta 1} + R_1 i_{\beta 1} \\ e_{\alpha 2} &= p\psi_{\alpha 2} + \psi_{\beta 2} \cdot p\theta + R_2 i_{\alpha 2} = 0 \\ e_{\beta 2} &= p\psi_{\beta 2} - \psi_{\alpha 2} \cdot p\theta + R_2 i_{\beta 2} = 0 \end{aligned} \right\} \quad \dots\dots\dots (4.8)$$

となる。ここで

$$\left. \begin{aligned} \psi_{\alpha 1} &= L_1 i_{\alpha 1} + \frac{3}{2} M_{12} i_{\alpha 2} \\ \psi_{\beta 1} &= L_1 i_{\beta 1} + \frac{3}{2} M_{12} i_{\beta 2} \end{aligned} \right\}$$



$$\left. \begin{aligned} \psi_{\alpha 2} &= L_2 i_{\alpha 2} + \frac{3}{2} M_{12} i_{\alpha 1} \\ \psi_{\beta 2} &= L_2 i_{\beta 2} + \frac{3}{2} M_{12} i_{\beta 1} \end{aligned} \right\} \quad \dots\dots\dots (4.9)$$

である。漏れインダクタンス  $L_{1l}, L_{2l}$  を導入すれば，式(4.9)は

$$\left. \begin{aligned} \psi_{\alpha 1} &= L_{1l} i_{\alpha 1} + M(i_{\alpha 1} + i_{\alpha 2}) \\ \psi_{\beta 1} &= L_{1l} i_{\beta 1} + M(i_{\beta 1} + i_{\beta 2}) \\ \psi_{\alpha 2} &= L_{2l} i_{\alpha 2} + M(i_{\alpha 2} + i_{\alpha 1}) \\ \psi_{\beta 2} &= L_{2l} i_{\beta 2} + M(i_{\beta 2} + i_{\beta 1}) \end{aligned} \right\} \quad \dots\dots\dots (4.10)$$

と表わせる。ただし

$$\left. \begin{aligned} L_{1l} &= L_1 - \frac{3}{2} M_{12} \\ L_{2l} &= L_2 - \frac{3}{2} M_{12} \\ M &= \frac{3}{2} M_{12} \end{aligned} \right\} \quad \dots\dots\dots (4.11)$$

である。さらに

$$\left. \begin{aligned} x_1 &= \omega L_{1l} & x_2 &= \omega L_{2l} & x_m &= \omega M \\ \phi_{\alpha 1} &= \omega \psi_{\alpha 1} & \phi_{\alpha 2} &= \omega \psi_{\alpha 2} & \text{-----} & \end{aligned} \right\} \quad \dots\dots\dots (4.12)$$

とすれば

$$\left. \begin{aligned} \phi_{\alpha 1} &= x_1 i_{\alpha 1} + x_m(i_{\alpha 1} + i_{\alpha 2}) \\ \phi_{\beta 1} &= x_1 i_{\beta 1} + x_m(i_{\beta 1} + i_{\beta 2}) \\ \phi_{\alpha 2} &= x_2 i_{\alpha 2} + x_m(i_{\alpha 2} + i_{\alpha 1}) \\ \phi_{\beta 2} &= x_2 i_{\beta 2} + x_m(i_{\beta 2} + i_{\beta 1}) \end{aligned} \right\} \quad \dots\dots\dots (4.13)$$

となる。したがって，

$$\left. \begin{aligned} i_{\alpha 1} &= \frac{1}{x_1} (\phi_{\alpha 1} - \phi_{\alpha m}) \\ i_{\beta 1} &= \frac{1}{x_1} (\phi_{\beta 1} - \phi_{\beta m}) \\ i_{\alpha 2} &= \frac{1}{x_2} (\phi_{\alpha 2} - \phi_{\alpha m}) \\ i_{\beta 2} &= \frac{1}{x_2} (\phi_{\beta 2} - \phi_{\beta m}) \end{aligned} \right\} \quad \dots\dots\dots (4.14)$$

ここで

$$\left. \begin{aligned} \phi_{\alpha m} &= x_m(i_{\alpha 1} + i_{\alpha 2}) \\ \phi_{\beta m} &= x_m(i_{\beta 1} + i_{\beta 2}) \end{aligned} \right\} \quad \dots\dots\dots (4.15)$$

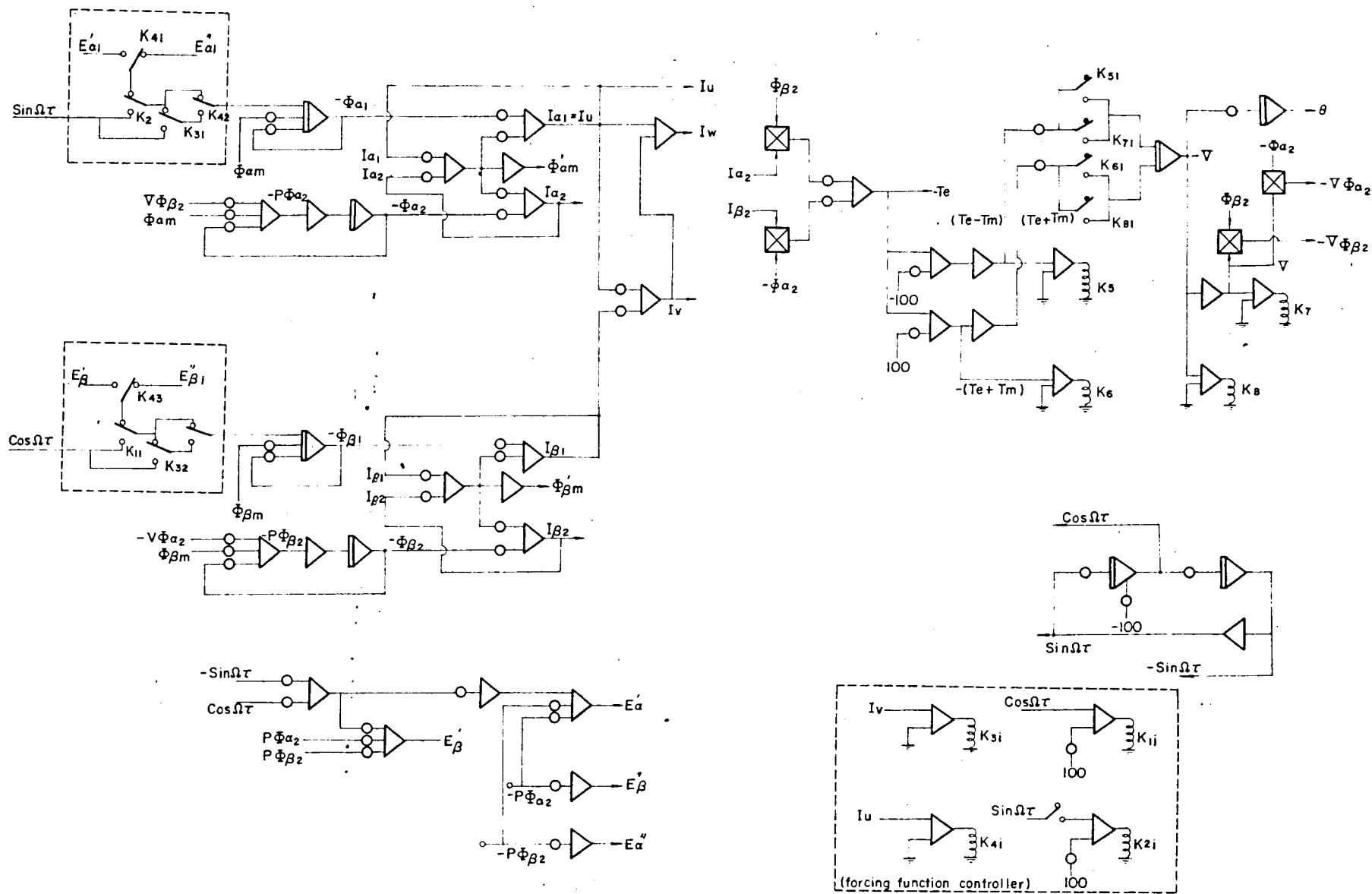


図 4.8 アナログ計算機による Impulsive Drive の特性演算回路

である。

式(4.13), (4.14), (4.15) から  $\phi$  について式を整理すると,

$$\left. \begin{aligned} \phi_{\alpha 1} &= \frac{\omega}{p} \left[ e_{\alpha 1} + \frac{R_1}{x_1} (\phi_{\alpha m} - \phi_{\alpha 1}) \right] \\ \phi_{\beta 1} &= \frac{\omega}{p} \left[ e_{\beta 1} + \frac{R_1}{x_1} (\phi_{\beta m} - \phi_{\beta 1}) \right] \\ \phi_{\alpha 2} &= \frac{\omega}{p} \left[ \frac{\phi_{\beta 2}}{\omega} p\theta + \frac{R_2}{x_2} (\phi_{\alpha m} - \phi_{\alpha 2}) \right] \\ \phi_{\beta 2} &= \frac{\omega}{p} \left[ -\frac{\phi_{\alpha 2}}{\omega} p\theta + \frac{R_2}{x_2} (\phi_{\beta m} - \phi_{\beta 2}) \right] \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (4.16)$$

と表わせる。ここで  $\phi_{\alpha m}, \phi_{\beta m}$  は式(4.14), (4.15) から

$$\left. \begin{aligned} \phi_{\alpha m} &= \left( \frac{\phi_{\alpha 1}}{x_1} + \frac{\phi_{\alpha 2}}{x_2} \right) \left( \frac{1}{x_1} + \frac{1}{x_2} + \frac{1}{x_m} \right)^{-1} \\ \phi_{\beta m} &= \left( \frac{\phi_{\beta 1}}{x_1} + \frac{\phi_{\beta 2}}{x_2} \right) \left( \frac{1}{x_1} + \frac{1}{x_2} + \frac{1}{x_m} \right)^{-1} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (4.17)$$

と表わせる。

電動機トルク  $T_e$  は, 極対数を  $q$  とすれば

$$T_e = \frac{3}{2} q \frac{1}{\omega} \cdot (\phi_{\alpha 2} i_{\beta 2} - \phi_{\beta 2} i_{\alpha 2}) \dots\dots\dots (4.18)$$

となり, 負荷トルクが  $T_L$ , 電動機軸での慣性モーメントが  $J_m$  の場合

$$p\theta = \frac{1}{p} \cdot \frac{T_e - T_L}{\left( \frac{J_m}{q} \right)} \dots\dots\dots (4.19)$$

となる。

式(4.16), (4.18), (4.19) は三相誘導電動機の動特性を表わす基本方程式である。

電流は式(4.14)で与えられるが,  $\alpha, \beta$  軸から三相の固定子電流への逆変換は,

$$\begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha 1} \\ i_{\beta 1} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (4.20)$$

によって行なわれる。

また, 三相電源電圧  $e_u, e_v, e_w$  から  $\alpha, \beta$  軸電圧  $e_{\alpha 1}, e_{\beta 1}$  への変換は式(4.6)によって行なわれるので, 電動機の  $u, v, w$  相に三相電圧

$$\left. \begin{aligned} e_u &= E \sin(\omega t - \varphi) \\ e_v &= E \sin(\omega t - \frac{2}{3}\pi - \varphi) \\ e_w &= E \sin(\omega t + \frac{2}{3}\pi - \varphi) \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (4.21)$$

を印加することは， $\alpha$ ， $\beta$ 軸では

$$\left. \begin{aligned} e_\alpha &= E \sin(\omega t - \varphi) \\ e_\beta &= E \cos(\omega t - \varphi) \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (4.22)$$

を印加することに相当する。ここで $E$ は三相相電圧の最大値， $\omega$ は電源の角周波数， $\varphi$ は点弧位相角である。

図4.5(a)から図4.5(f)に示したように，三相誘導電動機の Impulsive Driveの1周期は，三相期間と単相期間，およびしゃ断期間の3期間に分けることができる。たとえば，3 $U$ 駆動方式での三相期間は，電源端子と電動機巻線端子の間にそう入してあるサイリスタを同時に点弧することによって始まり， $v$ 相の電流が零になるまで続く。そしてこの期間は式(4.21)の電圧が印加されるので， $\alpha$ ， $\beta$ 軸では式(4.22)の電圧を用いればよい。 $v$ 相の電流が零になるとそれ以後 $v$ 相にそう入されているサイリスタがしゃ断状態になるので，電動機は $uw$ 相のみ電源に接続されいわゆる単相期間になる。この間は $u$ 相電流と $w$ 相電流は位相が $\pi$ ずれているだけで大きさは同じである。したがって， $u$ 相電流が零になるとそれ以後 $u$ 相にそう入されているサイリスタがしゃ断状態になり，電動機は $w$ 相のみ接続された状態，すなわちしゃ断期間にはいり Impulsive Driveの1周期を終了する。

以下，このような単相期間およびしゃ断期間の $\alpha$ ， $\beta$ 軸電圧を求める。

(1)  $u$ 相電流のみ零になっている期間

式(4.20)から

$$i_u = i_{\alpha 1} = 0 \dots\dots\dots (4.23)$$

であるから，式(4.13)，(4.14)から

$$\phi_{\alpha 1} = \phi_{\alpha m} = x_m i_{\alpha 2} \dots\dots\dots (4.24)$$

となる。したがって

$$i_{\alpha 2} = \frac{x_2}{x_2 + x_m} \cdot \frac{1}{x_2} \phi_{\alpha 2} \dots\dots\dots (4.25)$$

である。式(4.16)，(4.24)，(4.25)から $e_{\alpha 1}$ を求めると

$$e_{\alpha 1} = \frac{p}{\omega} \left( \frac{x_m}{x_2 + x_m} \right) \phi_{\alpha 2} \dots\dots\dots (4.26)$$

となる。また、式(4.6)から  $e_{\beta 1}$  は

$$e_{\beta 1} = \frac{1}{\sqrt{3}} (-e_v + e_w) = E \cos(\omega t - \varphi) \quad \dots\dots\dots (4.27)$$

となる。

(2)  $v$  相電流のみ零になっている期間

回転子の  $\alpha, \beta$  軸電流により、 $v$  相に誘起する電圧は

$$\begin{aligned} e_v &= -\frac{p}{\omega} \left( \frac{x_m}{x_2 + x_m} \right) \phi_{\alpha 2} \cos \frac{\pi}{3} - \frac{p}{\omega} \left( \frac{x_m}{x_2 + x_m} \right) \phi_{\beta 2} \cos \frac{\pi}{6} \\ &= -\frac{1}{2\omega} \cdot \frac{x_m}{x_2 + x_m} (p\phi_{\alpha 2} + \sqrt{3} p\phi_{\beta 2}) \quad \dots\dots\dots (4.28) \end{aligned}$$

となる。したがって、 $e_{\alpha 1}, e_{\beta 1}$  は式(4.6)から

$$\begin{aligned} e_{\alpha 1} &= \frac{2}{3} \left( e_u - \frac{1}{2} e_v - \frac{1}{2} e_w \right) \\ &= \frac{1}{2} (e_u - e_w) - \frac{1}{2} e_v \\ &= \frac{3}{4} E \sin(\omega t - \varphi) - \frac{\sqrt{3}}{4} E \cos(\omega t - \varphi) - \frac{1}{2} e_v \\ e_{\beta 1} &= -\frac{\sqrt{3}}{4} E \sin(\omega t - \varphi) + \frac{1}{4} E \cos(\omega t - \varphi) + \frac{\sqrt{3}}{2} e_v \end{aligned} \quad \left. \vphantom{\begin{aligned} e_{\alpha 1} \\ e_{\beta 1} \end{aligned}} \right\} \quad (4.29)$$

となる。

(3)  $w$  相電流のみ零になっている期間

$v$  相の場合と同様にして

$$e_w = -\frac{1}{2\omega} \cdot \frac{x_m}{x_2 + x_m} \cdot (p\phi_{\alpha 2} - \sqrt{3} p\phi_{\beta 2}) \quad \dots\dots\dots (4.30)$$

したがって、

$$\begin{aligned} e_{\alpha 1} &= \frac{1}{2} (e_u - e_v) - \frac{1}{2} e_w \\ e_{\beta 1} &= -\frac{1}{2\sqrt{3}} (e_u - e_v) + \frac{\sqrt{3}}{2} e_w \end{aligned} \quad \left. \vphantom{\begin{aligned} e_{\alpha 1} \\ e_{\beta 1} \end{aligned}} \right\} \quad \dots\dots\dots (4.31)$$

となる。

(4)  $u$  相、 $v$  相、 $w$  相の電流がともに零になっている期間

この場合は Impulsive Drive におけるしや断期間に相当しており、回転子の残留電流による誘起電圧が固定子巻線に生じる。

$i_u = i_v = i_w = 0$  であるから、式(4.26)、(4.28)、(4.30)から

$$\left. \begin{aligned} e_u &= \frac{p}{\omega} \left( \frac{x_m}{x_2 + x_m} \right) \phi_{\alpha 2} \\ e_v &= -\frac{1}{2\omega} \left( \frac{x_m}{x_m + x_2} \right) (p\phi_{\alpha 2} + \sqrt{3} p\phi_{\beta 2}) \\ e_w &= -\frac{1}{2\omega} \left( \frac{x_m}{x_m + x_2} \right) (p\phi_{\alpha 2} - \sqrt{3} p\phi_{\beta 2}) \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (4.32)$$

となる。したがって、

$$\left. \begin{aligned} e_{\alpha 1} &= \frac{p}{\omega} \left( \frac{x_m}{x_2 + x_m} \right) \phi_{\alpha 2} \\ e_{\beta 1} &= \frac{p}{\omega} \left( \frac{x_m}{x_2 + x_m} \right) \phi_{\beta 2} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (4.33)$$

と表わせる。

以上求めたように、各駆動法における各相通電状態の推移に応じて、式(4.16)の $e_{\alpha 1}$ 、 $e_{\beta 1}$ をそれぞれ式(4.22)、(4.26)、(4.29)、(4.31)および式(4.33)にきりかえて印加することにより Impulsive Driveにおける動特性を計算することができる。

図4.8はアナログ計算機による式(4.16)の演算回路の構成である。点線でかこったリレー制御回路 $K_1, K_2, K_3, K_4$ は前述した印加電圧をきりかえるためのもので、駆動方式によって若干構成がかわる。図4.8は3 $U$ 駆動方式および $V$ 3 $U$ 駆動方式の場合について示してある。

リレー制御回路、 $K_5, K_6, K_7, K_8$ は摩擦負荷トルクを模擬するためのもので、電動機の停止状態では電動機トルクが負荷トルクより大きくなった場合にはじめて負荷トルクが作用し、一たん電動機が回転し始めれば速度の正負に応じてそれぞれ逆方向の負荷トルクが作用するように構成してある。

なお、次項からの計算に用いる電動機の定数は、表4.2に示すような0.4kW、4極の汎用誘導電動機の値である。

表4.2 0.4kW 4P 誘導電動機の定数値

電動機定数	数 値	演算定数	数 値
$R_1$	4.7 $\Omega$	$\frac{\omega R_1}{x_1}$	171
$R_2$	3 $\Omega$	$\frac{\omega R_2}{x_2}$	108
$x_1$	8.7 $\Omega$		
$x_2$	8.7 $\Omega$		
$x_m$	92 $\Omega$	$\frac{q}{J_m \omega}$	3.27
$J_m$	0.00195 kgms <sup>2</sup>		
$q$	2		
$T_r$	2.55 Ws		

#### 4.3.2 瞬時トルク (Impulsive torque) の解析

##### (1) 電動機定数とトルク特性の関係

図 4.9 は、電動機の軸を固定した状態で、固定子巻線に三相電圧を印加したときの過渡トルクを計算したものである。過渡トルクの最初の尖頭値は、定常値（いわゆる起動トルク）の約 2.5 倍になっている。電動機定数と Impulsive Drive のトルク特性の関係を、以下 3  $U$  駆動方式についてアナログ計算機で計算し、検討を行なう。

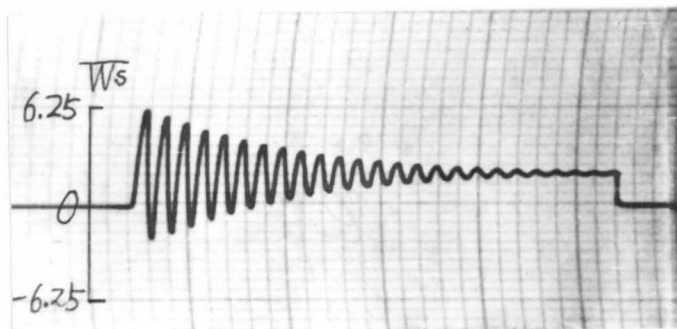


図 4.9 起動時の過渡トルクの計算結果

図 4.10 は電源の 1 サイクルごとに駆動したときの各相の電流およびトルクの演算波形である。回転子電流  $I_{a2}$  は固定子電流がしゃ断している期間にも流れ続け、駆動をくりかえすにしたがいその大きさが大きくなっている。トルク波形ははじめの 1 サイクル目は正トルクのみであるが、2 サイクル目からはまず負トルクからはじまり引続き正トルクで終わる振動トルクになっている。そしてその尖頭値は正負トルクとも、駆動をくりかえすにしたがい大きくなりついには定格トルクの 10 倍程度にまでなる。このように負トルクが生じること、また正負のトルクの尖頭値が増加する現象は、回転子の残留電流にもとづくものであり、 $I_{a2}$  の直流分が増加する傾向と一致している。すなわち、固定子電流がしゃ断している期間での回転子電流の減衰時定数  $\left(\frac{L_2}{R_2}\right)$  は、回転子の抵抗と励磁インダクタンスおよび漏れインダクタンスによってきまっている。したがって、この減衰時定数が駆動間隔にくらべて大きいときには、常時残留電流による磁界が存在し、逆回転方向のトルクを生じる原因となっている。残留磁界の影響については第 4.3.3 項でより具体的に説明する。

このように Impulsive Drive は、正負のトルクを交互にうけて駆動制動をくりかえしながら回転するので、かなり安定な低速度における駆動法であることがわかる。しかしながら、一方ではこのような大きな正負のトルク脈動があることは、電動機軸に振動を生じることになり、実用上の問題点となる。図 4.11 は定格負荷状態での起動時の軸応答で、

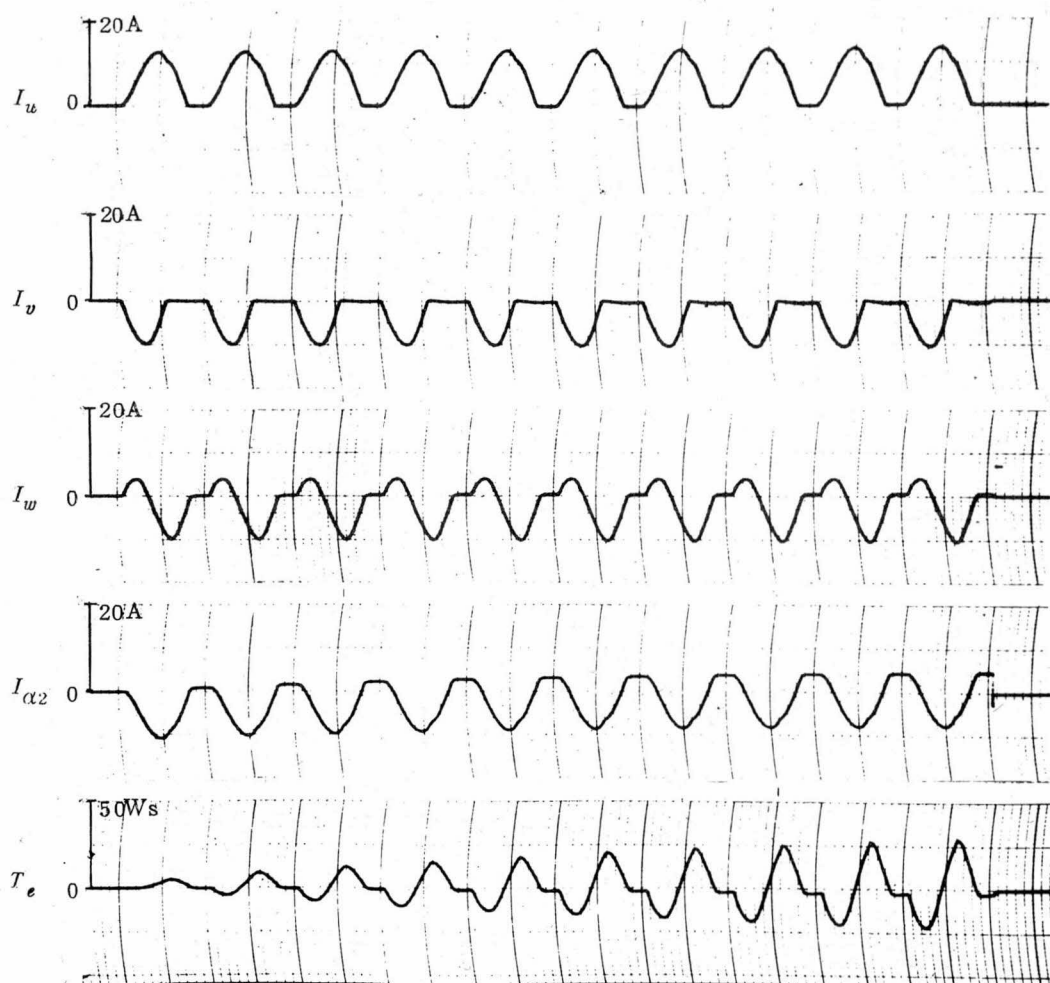
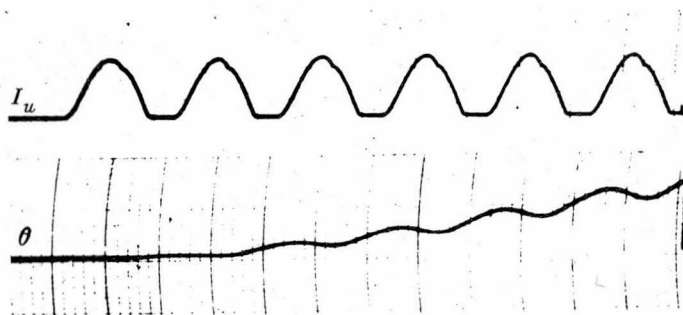
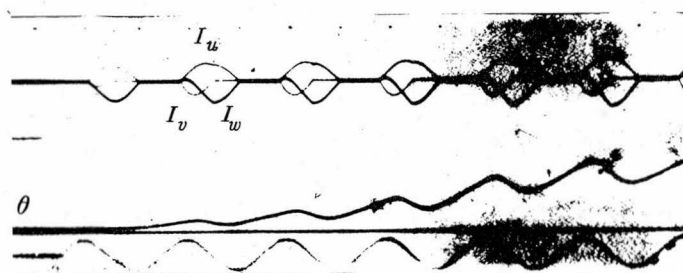


図 4.10 3 U 駆動方式での電流および瞬時トルクの計算結果

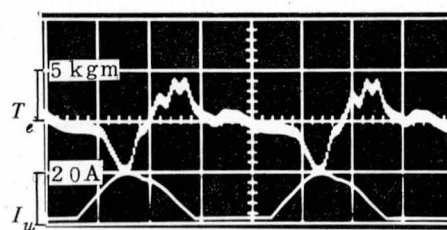


(a) 計算結果

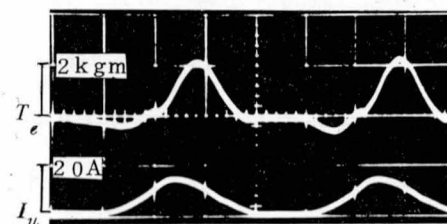


(b) 実験結果

図 4.11 3 U 駆動方式での軸応答



(a)  $\frac{L_2}{R_2} \simeq 100 \text{ ms}$



(b)  $\frac{L_2}{R_2} \simeq 10 \text{ ms}$

図 4.14 電動機定数によるトルク波形の相違



(a)はアナログ計算機による計算値，(b)は実測値である。両者は定性的によい一致を示している。

振動トルクの原因が回転子の残留電流にあるので，この残留電流が早く減衰するようにすれば負トルクの尖頭値をへらすことができる。表 4.2 に示した電動機の場合この値は約 100ms になり，駆動間隔  $\frac{1}{f}$  ( $f$ ：電源の周波数)にくらべて非常に大きい。残留電流の影響をなくすためには，少なくとも  $\frac{L_2}{R_2}$  の値が電源の周期よりは小さくなる必要がある。図 4.1 2 は回転子の抵抗  $R_2$  の値を表 4.2 の値からかえて演算し，5 サイクル目の正負両トルクの尖頭値を示したものである。 $\frac{L_2}{R_2}$  の値を汎用の  $\frac{1}{10}$  程度にすることにより負トルクは小さくなり，振動を大幅に軽減できることがわかる。

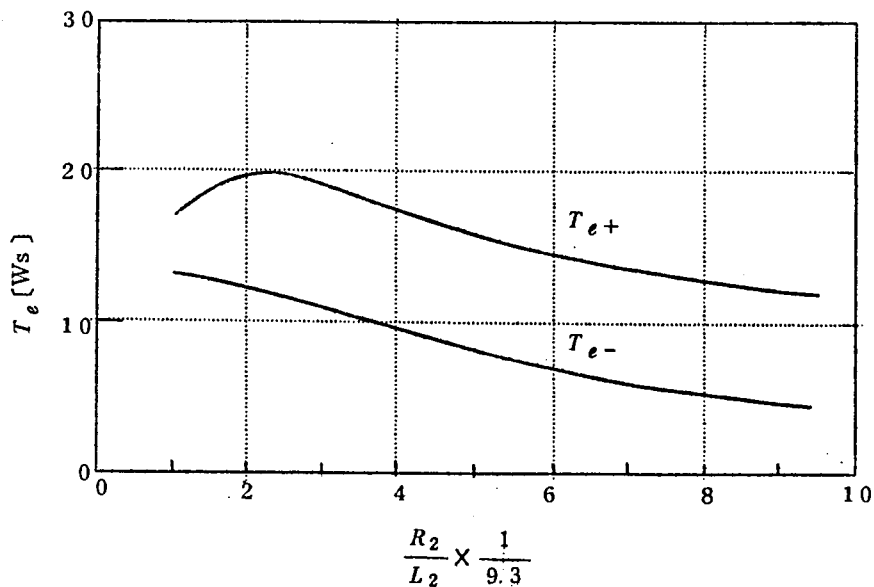


図 4.1 2 回転子の巻線定数とトルク尖頭値の関係

図 4.1 3 は，Impulsive Drive の駆動間隔をかえて計算したトルクの尖頭値を示したものである。駆動間隔がますますトルクの尖頭値  $T_{e2+}$ ,  $T_{e2-}$  は減少し，とくに負トルク  $T_{e2-}$  の減少は著しい。これは駆動間隔が大きいとそれだけ回転子電流が減衰するためにはかならない。

図 4.1 4(a), (b) は，汎用の誘導電動機とその回転子抵抗の大きさを 10 倍した電動機について，3  $U$  駆動方式におけるトルク波形を比較したものである。(a) では正負のトルクの尖頭値の大きさは同程度になっているのに対し，(b) では負トルクが小さくなり，上述の計算結果をうらづけている。

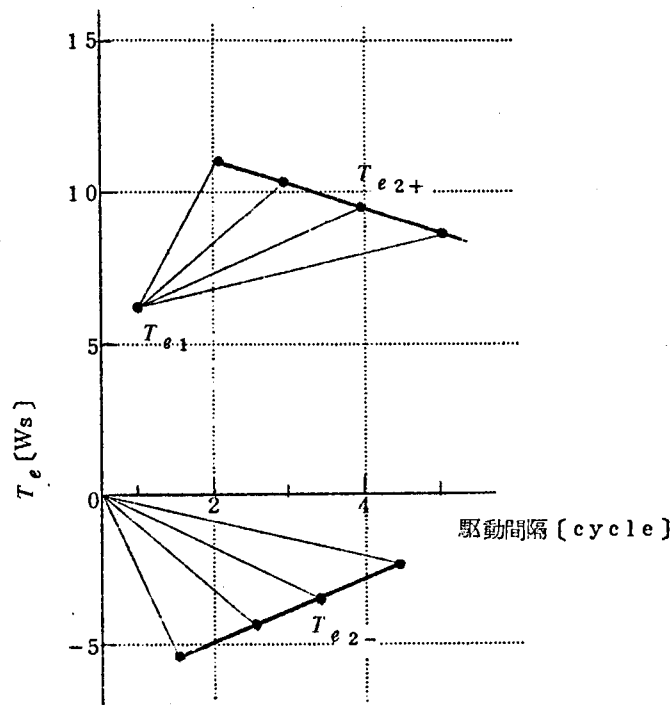


図 4.13 駆動間隔をかえたときの 2 周期目のトルクの尖頭値

## (2) 各駆動方式における Impulsive torque の比較

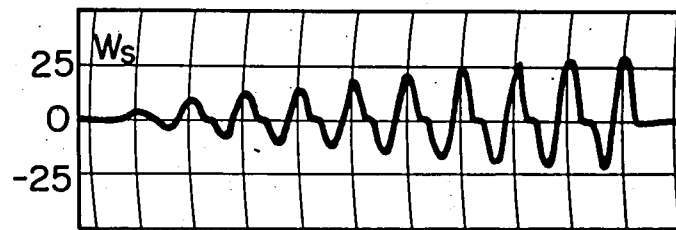
先に表 4.1 に示した 6 種類の駆動方式を用いて、汎用誘導電動機を駆動した場合にえられる Impulsive torque をおのおの計算し図 4.15 に示す。

$V3U$  駆動方式の主回路の構成は  $3U$  駆動方式と同じであり、ただ  $v$  相サイリスタの通電期間が増したものである。したがって、トルク波形も  $3U$  駆動方式よりは幅がひろく、尖頭値も大きくなっている。

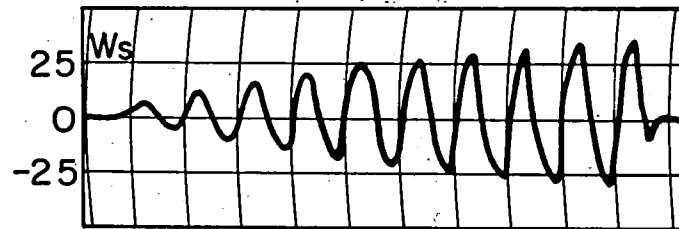
$U3V$  駆動方式は  $u$  相と  $v$  相の電流の方向が同一であり、 $v$  相の通電期間は  $V3U$  駆動方式より半周期遅れる。トルク波形は  $3U$  駆動方式とよく似ている。

$V3V$  駆動方式では  $v$  相  $w$  相が直接電源に接続され、通電角を制御できるのは  $u$  相だけである。トルクの尖頭値は  $V3U$  駆動方式よりもやや小さいが、トルクの波形はパルスのというよりはむしろ正弦波的である。したがって、回転子抵抗を大きくして負トルクの尖頭値を小さくした場合、最も有効トルクを大きくとれる駆動方式である。 $V3V$  駆動方式については(3)においてさらに詳細な検討を行なう。

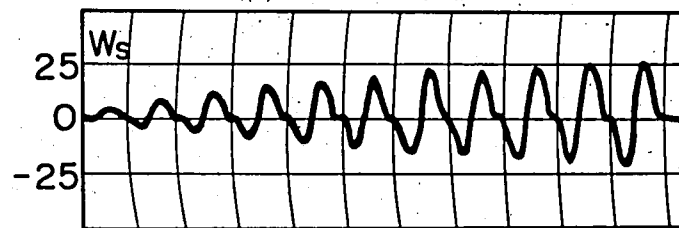
$UV$  駆動方式ではトルクの極性がこれまでのものと逆になり、電動機は逆転する。本駆動方式は三相通電状態が全くなく、回転子の残留電流と各相に交互に流れる電流によって生じる過渡トルクによって駆動されるものであり、三相交流電源の各相の位相のずれを横



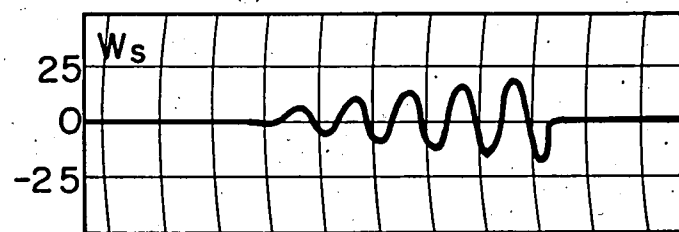
(a) 3U 駆動方式



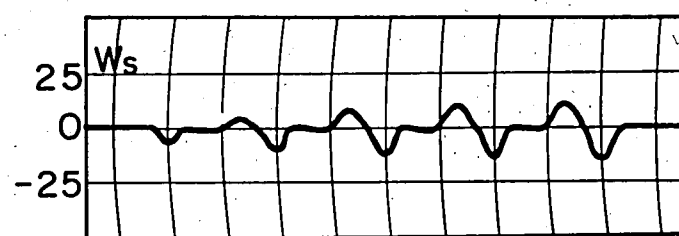
(b) V3V 駆動方式



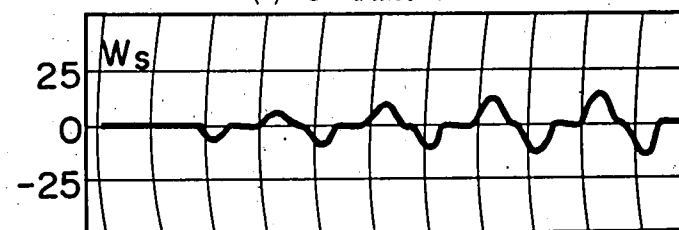
(c) U3V 駆動方式



(d) V3V 駆動方式



(e) UV 駆動方式



(f) VU 駆動方式

図 4.15 各駆動方式における Impulsive torque の計算結果

極的に利用している。すなわち，図 4.5 に示したように，三相電源の位相関係から  $u$  相と  $v$  相の点弧間隔は  $\frac{2}{3}$  周期でほぼひき続いて通電するのに対し， $v$  相と次の  $u$  相の点弧間隔は  $\frac{4}{3}$  周期とやや間隔をおいて通電する。したがって， $v$  相は  $u$  相電圧による残留電流がまだ減衰していない状態で通電するのに対して， $u$  相は  $v$  相電圧による残留電流がかなり減衰した状態で通電することになり，正負の過渡トルクの大きさに差ができています。

$VU$  駆動方式のトルク波形は  $UV$  駆動方式とよく似ていて，正トルクの大きさはほぼ同じであるが， $VU$  駆動方式の方が負トルクがやや大きい。したがって，本駆動方式の振動は非常に大きくなる。

三相電源の位相によってきまる各相の通電開始の時間関係は，本駆動方式では図 4.5(f) に示すように  $v$  相  $u$  相の順に接近している。すなわち， $UV$  駆動方式の場合とはちょうど逆になっているが， $v$  相に流れる電流の方向も逆方向であり， $UV$  駆動方式と同様正トルクよりも負トルクの方が大きくなって逆転する。

以上のようにして求めた演算結果より，起動から 5 周期目の発生トルクの波形を図 4.16 に比較して示す。トルクの尖頭値は  $V3U$  駆動方式が最も大きく， $3U$  駆動方式， $U3V$  駆動方式， $V3V$  駆動方式は同程度である。汎用の電動機の場合， $V3U$  駆動方式は負トルクの尖頭値も大きいが，正トルクと負トルクの差が最も大きくとれる駆動方式である。 $UV$  駆動方式と  $VU$  駆動方式は，ともに負トルクの方が大きく逆転する。 $VU$  駆動方式では正負のトルクの大きさが同程度になり，応答は非常に振動的になる。

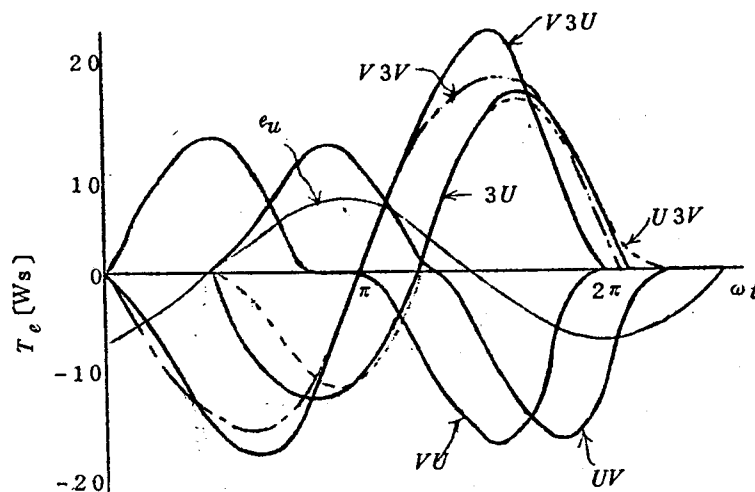


図 4.16 各駆動方式でのトルク波形の比較

### (3) 磁束飽和を考慮した計算

これまでの計算はすべて磁束の飽和を無視して行なった。しかしながら、実際には固定子と回転子に鎖交する磁束の磁路は、ほとんど鉄心部分からなるために飽和が問題になる。したがって、ここでは磁束  $\phi_m$  の大きさによって相互リアクタンスの大きさが  $\sigma x_m$  に変わるものとして計算しその影響を検討する。飽和特性は一応実測値を参考にして近似的に図4.17で与える。この場合先に示したアナログ計算機による演算回路のうち  $x_m$  が関連する部分は、図4.18のように変更される。

図4.19(a)は飽和を考慮して計算したV3V駆動方式のトルク特性である。ほぼ5サイクル目でトルク尖頭値の大きさは頭打ちになり、図4.19(b)に示す実測値の傾向と一致し

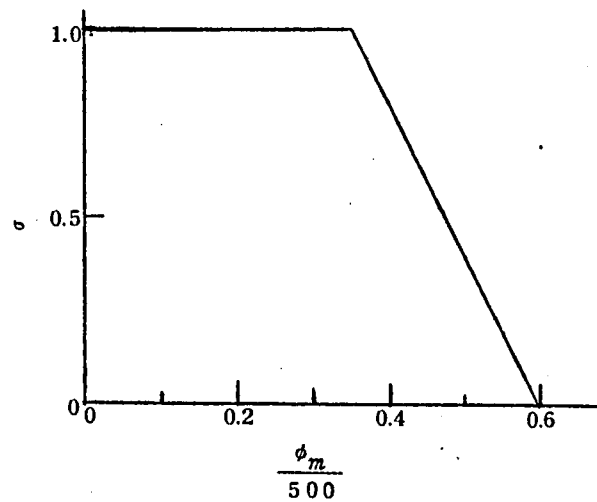


図4.17 磁束飽和特性の近似

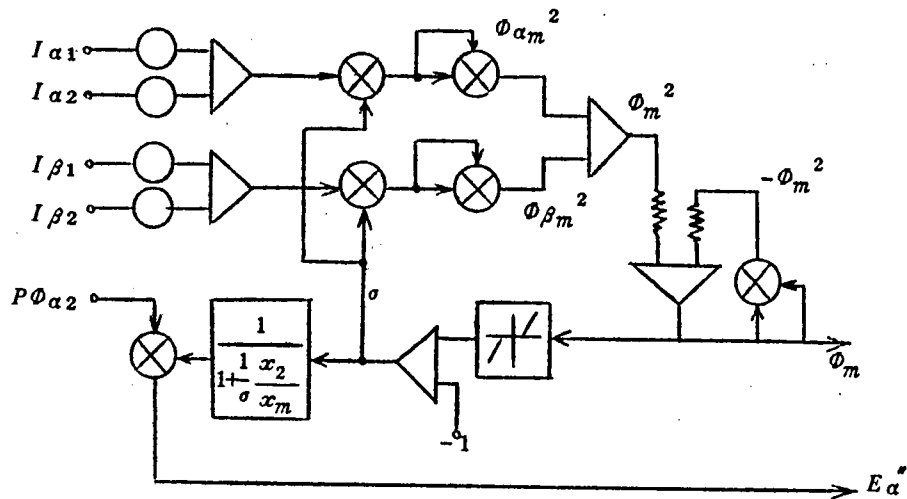
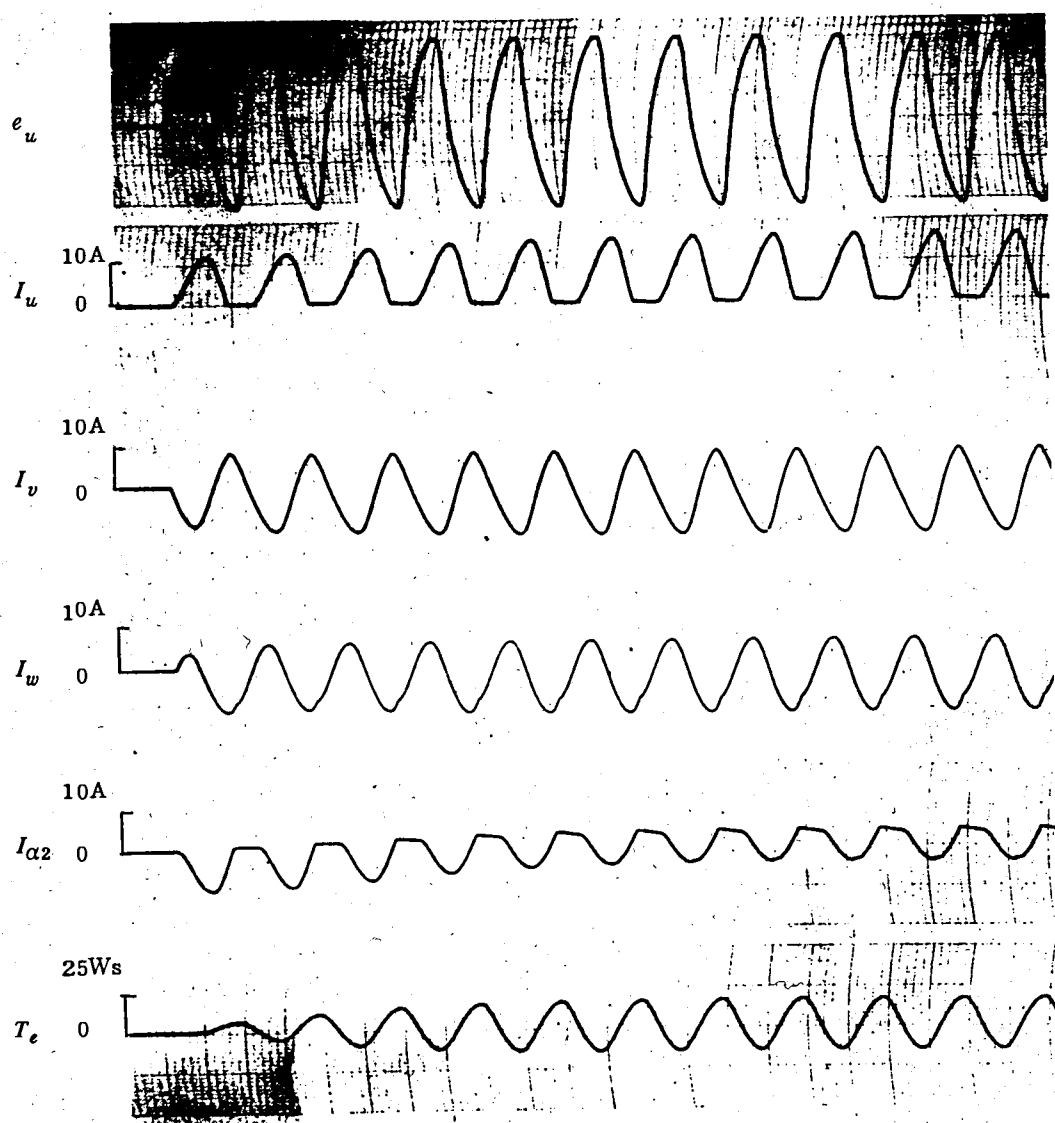
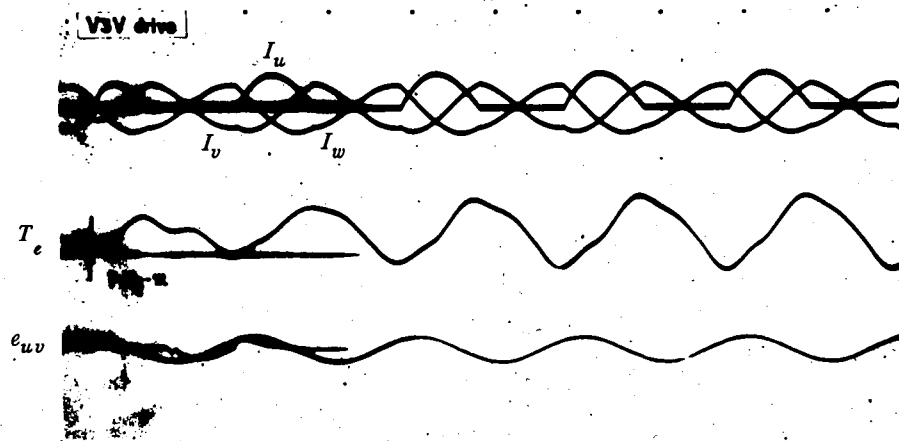


図4.18 磁束飽和特性の演算回路



(a) 飽和を考慮した計算結果



(b) 実測結果

図 4.19 V3V 駆動方式のトルク波形

ている。図 4.20 は  $V3V$  駆動方式の場合について電動機定数とトルクの尖頭値の関係を計算し、最初の 1 サイクル目のトルク  $T_{e1}$ 、定常状態になったときのトルクの正の尖頭値  $T_{e+}$ 、および負の尖頭値  $T_{e-}$  を示したものである。図 4.12 と同様に回転子抵抗の大きさを汎用の場合の 10 倍程度にすれば、 $T_{e-}$  の値は非常に小さくなり正トルクと負トルクの差は大きくなる。また、定常状態での正トルクの値は、ほとんど 1 サイクル目のトルクと等しくなり増加現象はみられなくなる。

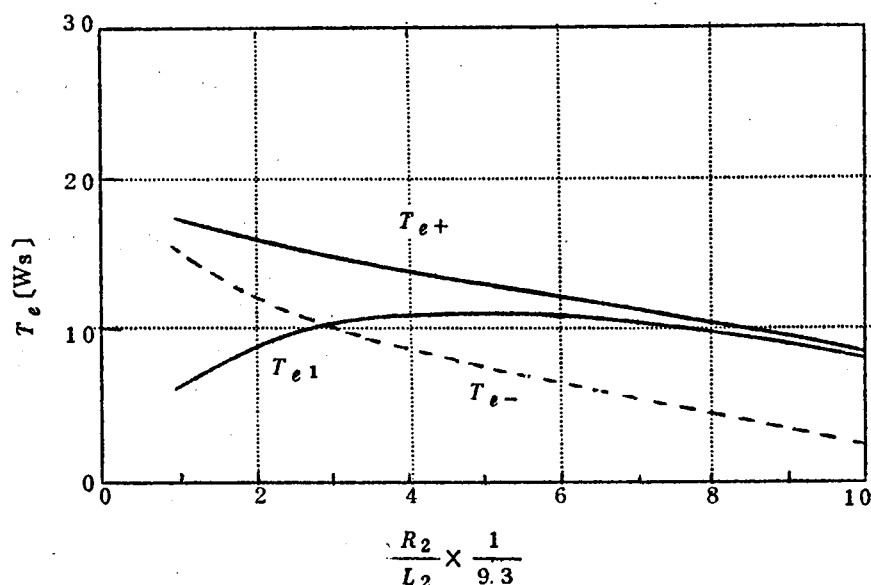


図 4.20  $V3V$  駆動方式での回転子の巻線定数とトルク尖頭値の関係

#### 4.3.3 磁界ベクトルの時間に対する軌跡<sup>50)</sup>

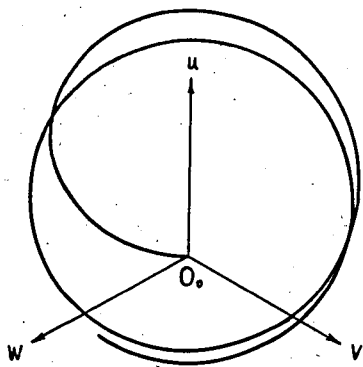
式 (4.16) から式 (4.33) を用いて、表 4.1 に示した各駆動方式における磁界ベクトル  $\phi_1$  の時間に対する軌跡をアナログ計算機によって求める。ただし

$$\left. \begin{aligned} \phi_1 &= \sqrt{\phi_{\alpha 1}^2 + \phi_{\beta 1}^2} \angle \varphi_1 \\ \varphi_1 &= \tan^{-1} \frac{\phi_{\alpha 1}}{\phi_{\beta 1}} \end{aligned} \right\} \dots\dots (4.34)$$

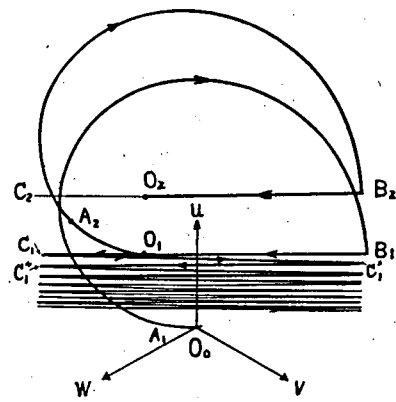
である。

図 4.21(a) は電動機の軸を固定した状態で固定子巻線に三相電源を直結したときの磁界ベクトルで原点  $O_0$  から始まり電源の相回転方向と同一方向の回転磁界になることを示している。

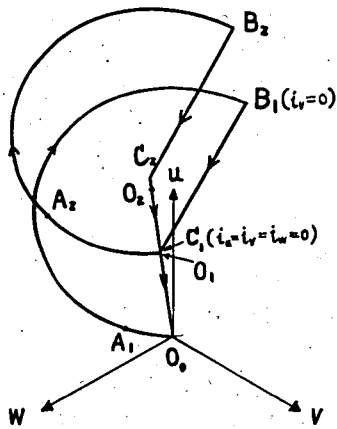
図 4.21(b) は  $3U$  駆動方式によって Impulsive Drive したときの 2 サイクル目までの



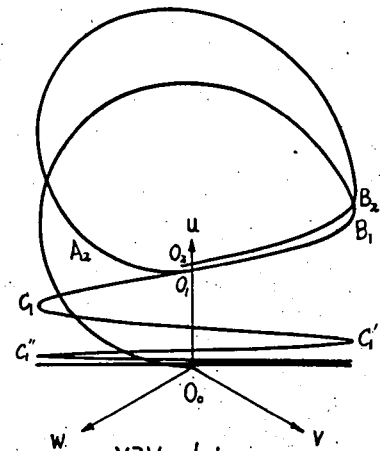
3 phase drive  
(a) 通常の駆動法における起動時



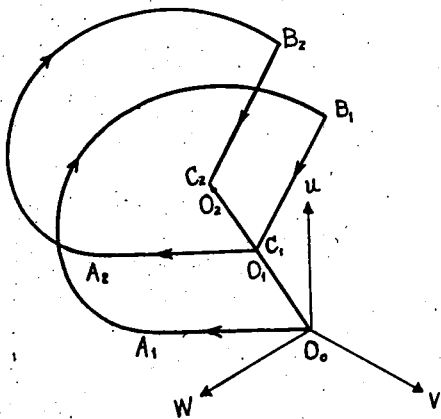
V3V drive  
(e) V 3 V 駆動方式



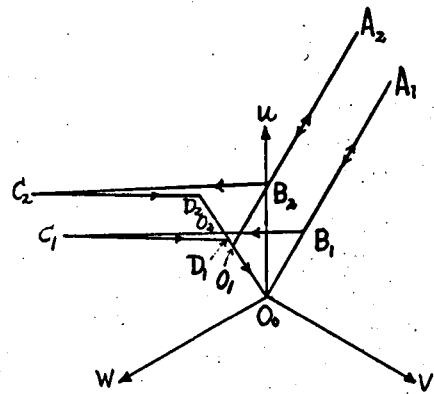
3U drive  
(b) 3 U 駆動方式



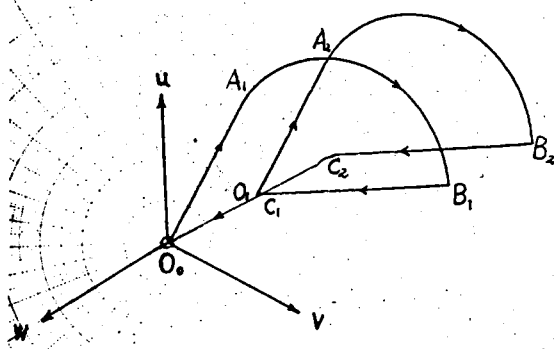
V3V drive  
(f) V 3 V 駆動方式  
(回転子抵抗 10 倍)



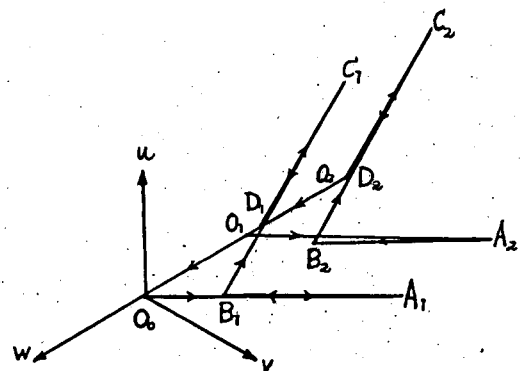
V3U drive  
(c) V 3 U 駆動方式



uv drive  
(g) U V 駆動方式



u3V drive  
(d) U 3 V 駆動方式



vu drive  
(h) V U 駆動方式

図 4.2 1 各駆動方式の磁界ベクトル



軌跡である。1 サイクル目は  $O_0$  から始まり  $A_1, B_1 (i_v=0)$  までは図 4.2 1(a)と同様回転磁界になるが、それ以後、固定子電流が全て零になる  $C_1 (i_u=i_v=0)$  点までは単相磁界になり直線的に小さくなっている。ベクトル  $\overline{O_0C_1}$  は回転子の残留電流による磁界でその大きさは時間の経過と共に減衰する。この場合のトルクは先に図 4.1 5 に示したように正方向のパルス的なトルクとなる。残留磁界  $\overline{O_0C_1}$  の大きさは回転子巻線の電氣的時定数で逆指数関数的に減少する。したがって、回転子の電氣的時定数が小さいか、駆動間隔がこの時定数に比べて大きい場合には、2 サイクル目がはじまるときの残留磁界の大きさ  $\overline{O_0O_1}$  の値はほとんど零になっている。この場合には 2 サイクル目の軌跡も 1 サイクル目と同様  $O_0$  から始まり、正方向のパルス的なトルクのくりかえしとなる。

通常の汎用誘導電動機ではこの時定数の値が 100ms 程度であり、商用電源で駆動した場合の 2 サイクル目のはじまる時点での残留磁界の大きさは図 4.2 1(b)に示すように  $\overline{O_0C_1}$  からまだほとんど減衰していき  $\overline{O_0O_1}$  となる。したがって、2 サイクル目の磁界ベクトルは  $O_1 A_2 B_2 C_2 O_2$  の軌跡をたどり、 $O_1 A_2$  の期間に逆回転方向の磁界を生じる。 $A_2 B_2$  の期間ではふたたび順方向回転磁界となり  $O_2$  で 2 サイクル目を終わるので、パルス状の負トルクと正トルクがあい前後して生じることになる。このように残留磁界のために、逆回転方向の磁界を生じるとともに、磁界ベクトルの大きさも  $\overline{O_0B_1}$  から  $\overline{O_0B_2}$  へ大きくなることからわかる。

図 4.2 1(c)は  $V 3 U$  駆動方式の磁界ベクトルで、 $O_0$  から  $A_1$  までの単相磁界が三相回転磁界に先行して現われ、そのために  $3 U$  駆動方式よりはベクトルの大きさが大きくなっている。これは両駆動方式のトルク尖頭値の大小関係と一致している。

図 4.2 1(d)は、 $U 3 V$  駆動方式の磁界ベクトルで、前二者に比べ三相期間は短かいが、ベクトルの大きさは大きく、したがって残留磁界も大きくなっている。

図 4.2 1(e)は、 $V 3 V$  駆動方式の磁界ベクトルで、1 サイクル目は  $O_0 A_1 B_1 O_1$  となり、その後磁界ベクトルは  $\overline{O_0C_1}$  から  $\overline{O_0C_1'}$ ,  $\overline{O_0C_1'}$  から  $\overline{O_0C_1''}$  というように単振動をしながら  $O_0$  点に漸近する。したがって、2 サイクル目の駆動をはじめなくても回転子の残留電流が零になるまで脈動トルクを生じることになる。残留磁界が  $\overline{O_0O_1}$  の状態で 2 サイクル目がはじまると、その後は  $O_1 A_2 B_2 O_2$  の軌跡になる。本駆動方式は最も三相期間が長く、 $vw$  相が常時電源に接続されているので、ほぼ正弦波的な波形のトルクになることがわかる。

図 4.2 1(f)は回転子の抵抗を汎用の 10 倍にした high slip motor について計算したもので、図 4.2 1(e)よりも  $O_1 C_1 C_1' \dots$  の減衰が早くなっている。また、2 サイクル目以後

の駆動に対する軌跡はほぼ同じになり、トルク尖頭値の増大現象もあまりないことを示している。

図 4.2 1(g)は  $UV$  駆動方式の磁界ベクトルで、1 サイクル目は  $O_0A_1B_1C_1D_1O_1$  となる。 $O_0$  から  $B_1$  までの期間には回転磁界は生じないが、残留磁界  $\overline{O_0B_1}$  のある状態で  $v$  相に電流が流れると  $B_1C_1$  の期間にパルス状の負トルクが生じる。本駆動方式では図 4.5(e)に示したように、電源の 2 周期に 1 回の駆動が行なわれるので、2 回目の駆動が始まる時は残留磁界は  $\overline{O_0O_1}$  となっている。したがって、 $u$  相に電流が流れる  $O_1A_2$  の期間にパルス状の正トルクを生じる。このように本駆動方式では電源の 2 周期に 1 組の正負のパルス状トルクが現われるが、三相交流電源の各相の位相差により  $u$  相電流がオンになるときに  $v$  相電流がオンになるときで残留磁界ベクトルの大きさに差が生じ、負トルクの尖頭値の方が大きくなる。

図 4.2 1(h)は  $VU$  駆動方式の磁界ベクトルで、 $UV$  駆動方式と同様に  $B_1C_1$  の期間に負トルク、 $O_1A_2$  の期間に正トルクを生じる。 $UV$  駆動方式にしても、 $VU$  駆動方式にしても三相通電状態が全くなく、残留磁界によって生じる過渡トルクによって駆動するものであることがわかる。

以上説明したように、駆動方式によって磁界ベクトル  $\phi_1$  の時間に対する軌跡はかなり大幅に変わり、これが出力トルクの波形に関係している。また、ベクトルの大きさが 1 サイクル目より 2 サイクル目、3 サイクル目と駆動をくりかえすほど大きくなっているのは、先に図 4.1 5 に示したトルク尖頭値が増大する現象と一致している。このように磁界ベクトルの軌跡を求めると、Impulsive Driveにおける残留磁界の役割をかなり直観的に理解することができる。

磁界ベクトルの時間に対する軌跡を図に表わすという手法は、従来の電動機理論の分野ではあまり用いられていない。先に図 4.2 1(a)に示したように単に回転磁界になるというごくあたりまえのことを説明できるにすぎないからとも考えられる。しかしながら、Impulsive Drive をはじめとして、電動機を歪波で駆動する場合には動特性が非常に複雑になり、直観的な理解が困難な場合が多い。これらの分野でも視覚にうったえる形での動特性の表現ができれば、それを手づるにしてさらに思考を深めることができる。

Impulsive Driveの場合でも負トルクが生じること、トルク尖頭値が徐々に大きくなることなど残留磁界の影響を目に見える形で説明しえたものである。

#### 4.3.4 特性の実験的検討

##### (1) Impulsive torque の測定

Impulsive Driveを理論的に検討し、アナログ計算機で動特性を解析することによって、次のことがあきらかになった。

- (1) 発生トルクは起動後最初の1回目だけ正のパルス状のトルクであり、2回目からは負トルクと正トルクが対になって現われる。
- (2) トルクの尖頭値は、起動後徐々に大きくなり、数サイクルでほぼ一定になる。
- (3) これらの現象は回転子の残留電流によるものである。

本節では各駆動方式における特性の実測結果を比較して示す。

図4.2 2(a), (b), (c), (d), (e), (f)は電源電圧を100Vにして各駆動方式でのトルク特性を比較したものである。計算結果ですでにあきらかになっているように、 $V3U$ 駆動方式が最もトルクが大きく、 $V3V$ 駆動方式、 $U3V$ 駆動方式、 $3U$ 駆動方式の順に小さくなっていることがわかる。また、 $UV$ 駆動方式、 $VU$ 駆動方式では負トルクの方が大きくなっている。いずれもトルクの尖頭値は起動後約5ないし7サイクル目まで徐々に大きくなっている。これは図4.1 9(b)に示した200V電源の場合に比べて飽和の影響をあまりうけないためである。

図4.2 3(a), (b)は回転子の巻線時定数が汎用の場合の約 $\frac{1}{3}$ の大きさになるようにした電動機で、 $V3U$ 駆動方式および $V3V$ 駆動方式のトルク(電源電圧200V)を観測したものである。 $V3V$ 駆動方式は、すでに計算結果でも示したようにトルクの尖頭値は $V3U$ 駆動方式より小さいが、トルクの波形が正弦波に近いために、回転子の時定数を小さくした効果は大きくなっている。すなわち、平均トルクを最も大きくとれる駆動方式であることを示している。

##### (2) 軸応答の測定

Impulsive Driveにおける軸応答は、1サイクルのうちに生じる負トルクと正トルクのために振動的となる。図4.2 4(a), (b), (c), (d), (e)は電動機軸にポテンショメータを直結し、各駆動方式での起動時の角度応答を記録したものである。電動機は汎用誘導電動機をそのまま用いているので、非常に振動的であるが、 $V3U$ 駆動方式が最も大きなステップ角になっており、先に述べた計算結果をうらづけている。また、 $UV$ 駆動方式、および $VU$ 駆動方式はともに逆方向に回転し、電源の2サイクルに1回駆動されるので、振動周期が他の駆動方式の2倍になっている。

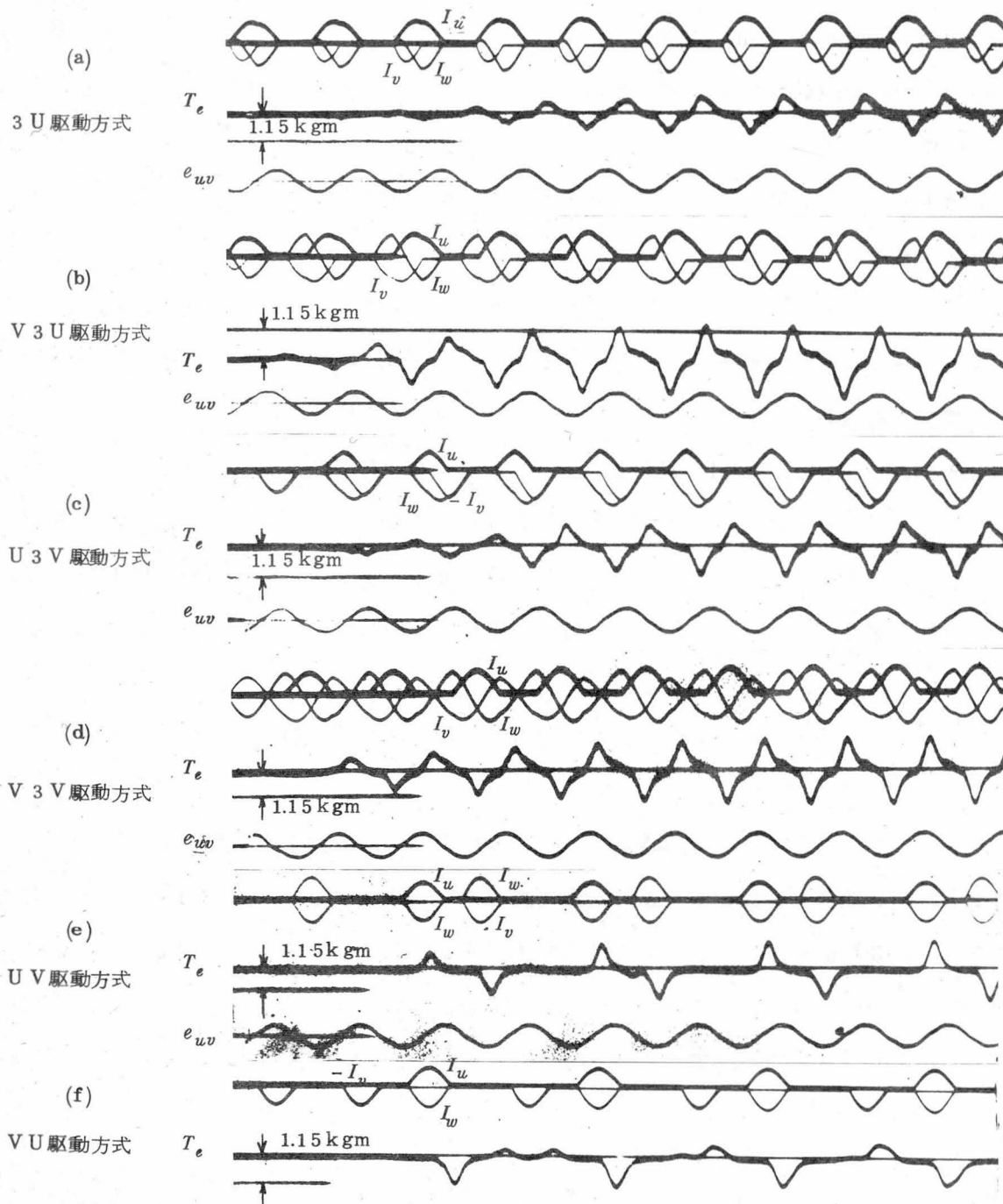


図 4.2.2 ● 各駆動方式での汎用誘導電動機のトルク波形の実測結果

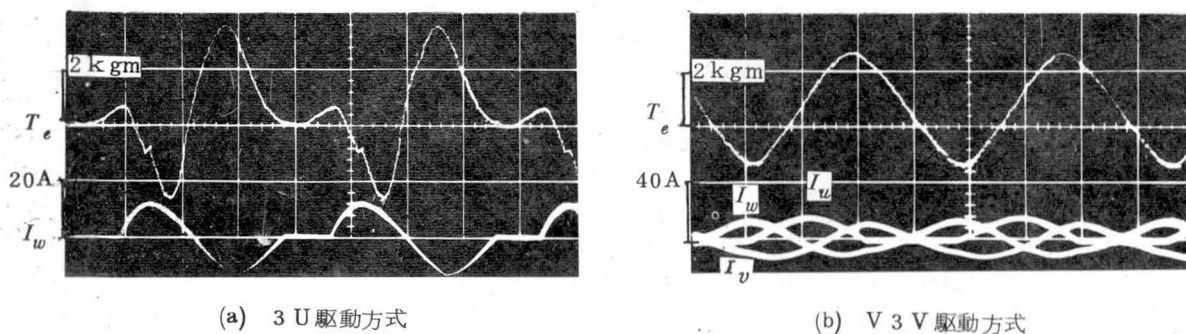


図 4.2.3 回転子の巻線時定数を汎用の $\frac{1}{3}$ にした電動機のトルク波形

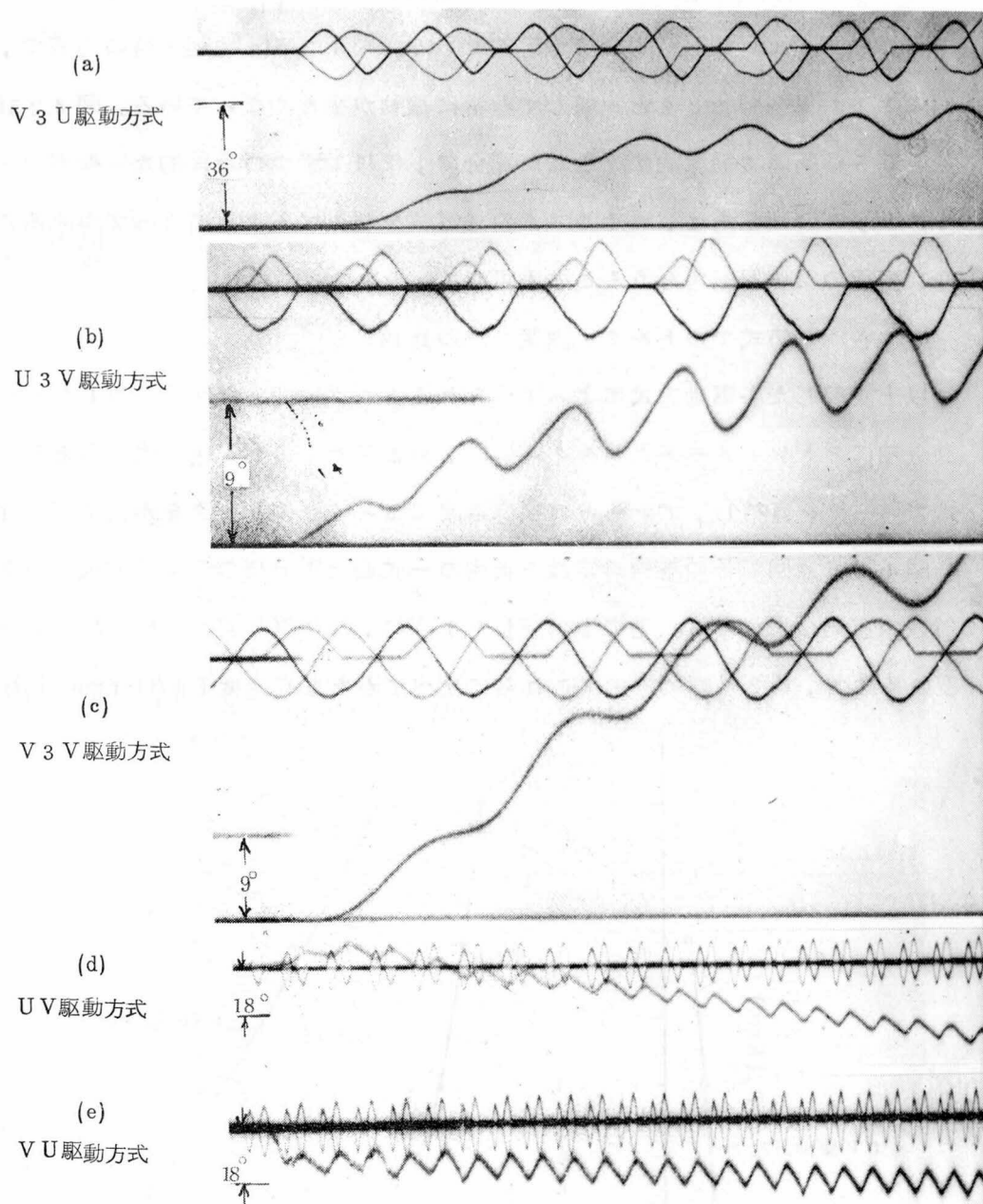


図 4.2.4 各駆動方式での汎用誘導電動機の起動時の軸応答波形

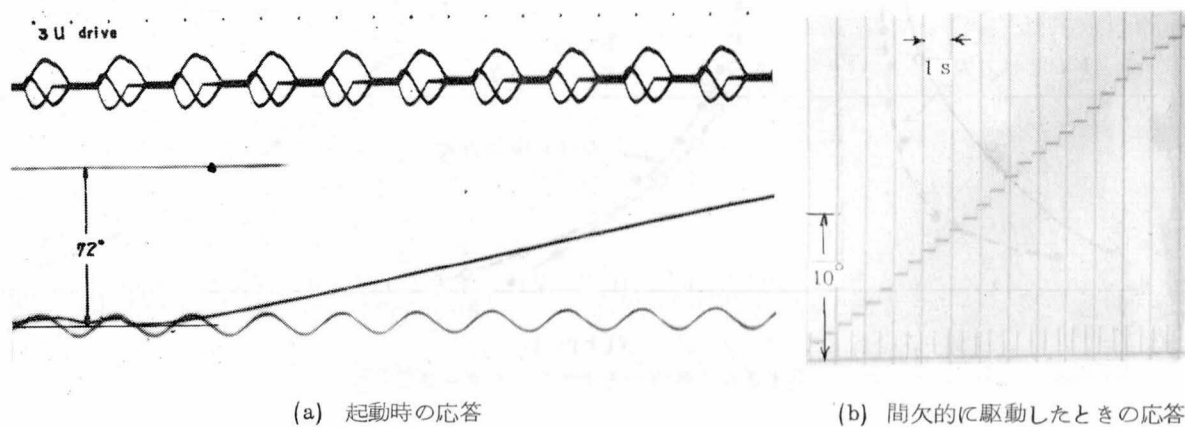


図 4.2.5 回転子巻線の時定数を汎用の  $\frac{1}{10}$  にした電動機での 3 U 駆動方式の軸応答波形

図 4.25(a),(b)は、回転子の電気的時定数を汎用の  $\frac{1}{10}$  に小さくした電動機を用いて、3U駆動方式で駆動した場合の軸応答である。図 4.25(a)は起動時の応答で、先に示した図 4.11 および図 4.24 と比較して非常に振動が少なくなっている。図 4.25(b)はサイリスタを 0.5 秒間隔で間欠的に駆動した場合で、ほぼ  $1^\circ$  ずつの段階的な回転が得られている。1 ステップの回転角は、サイリスタの通電角を制御することによってかえることができ、 $0.1^\circ$  程度の微小回転角をうることも可能である。

### (3) 各駆動方式でのトルク・速度特性の比較

以上説明した各駆動方式によって得られるトルク・速度特性を比較して示す。測定は電動機軸にストレンメータ式トルク変換器、および光電式回転速度検出器を介して磁性粉体式ブレーキを直結し、ブレーキの制御電流によって摩擦トルクをかえて回転速度を直読した。

図 4.26 は回転子の巻線時定数を汎用の  $\frac{1}{3}$  にした電動機の各駆動方式でのトルク・速度特性の実測結果である。先にも指摘したように、3U駆動方式とU3V駆動方式とは同程度の特性で、V3U駆動方式はこれらに比べてかなり高速度（100rpm 程度）まで駆動

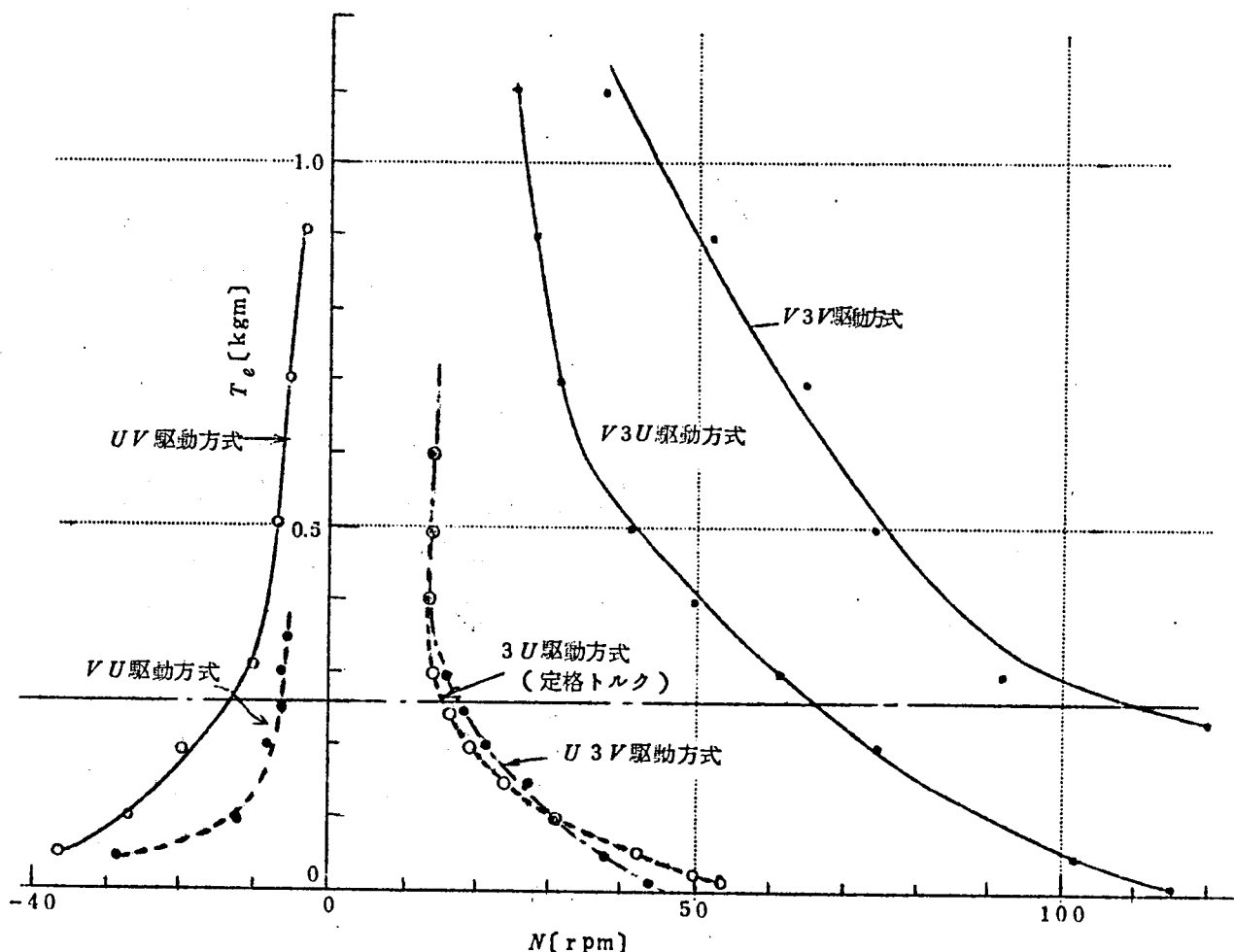


図 4.26 各駆動方式でのトルク-速度特性

できることを示している。 $UV$ 駆動方式、 $VU$ 駆動方式は逆方向回転である。

$V3V$ 駆動方式は、汎用誘導電動機そのままのときには負トルクが大きく、図 4.2.4 に示したように  $V3U$ 駆動方式よりも回転速度が低かったが、回転子の巻線時定数を小さくした電動機では  $V3U$ 駆動方式よりも大幅に速度範囲がのびている。これは先に図 4.2.3 によって説明したように、 $V3U$ 駆動方式と  $V3V$ 駆動方式のトルク波形の相違にもとづくものである。ただ、この場合問題になるのは  $V3V$ 駆動方式は  $v$ 、 $w$  相が電源に直結しているので、速度範囲がひろがり回転速度が高くなってくると、三相誘導電動機の単相運転トルクによって同期速度近くの回転速度まで急に引き込まれるという現象が生じることである。一たん単相運転トルクに引き込まれると、 $u$  相に挿入されているサイリスタはもはや役立たなくなり、これによって低速状態へ引戻すことはできない。したがって、 $V3V$ 駆動方式では、何らかの形で制動をくわえる方法が必要になる。これについては第 4.4.1 項で説明する。

#### 4.3.5 トルク・速度特性

Impulsive Driveの振動対策として回転子の電気的時定数を小さくすることにより、有効トルクが増し速度範囲がひろがることがわかった。低速領域を制御している間は、回転子の微視的な応答に着目した瞬時トルクの解析によっても十分電動機ならびにその制御装置を設計できたが、速度範囲が高速領域にまでひろがると、いわゆるトルク・速度特性としての巨視的表示法が必要になってくる。ここでは Impulsive Driveの主な駆動方式についてそのトルク・速度特性を計算によって求める。

汎用誘導電動機 (0.4 kW 4 極) の回転子抵抗を 10 倍にした high slip motor (0.2 kW 相当) について以下の演算を行なう。図 4.2.7 は本電動機に三相電源を直結した通常の駆動法におけるトルク・速度特性である。横軸は回転速度  $N$  を 50 サイクルでの同期速度  $N_s = 1500 \text{ rpm}$  で正規化したものであり、縦軸は電動機トルク  $T_e$  を定格トルク  $T_r = 1.27 \text{ Ws}$  で正規化したものである。

##### (1) 各駆動方式での計算結果

Impulsive Driveにおける発生トルクの波形はパルス的であるから、負荷の性質によって低速領域におけるトルク特性が若干変わる。すなわち、摩擦力のように電動機の軸が動こうとするときにのみ作用する負荷力と、ホイスト、クレーンなどのように電動機軸を正方向または逆方向に駆動しようとする負荷が常時作用するものがある。

図 4.28(a),(b),(c)は  $V3V$  駆動方式での特性である。(a)は摩擦負荷の場合についてその大きさが定格トルクの 2 倍から徐々に減って無負荷に到る間の特性を計算したものである。パラメータとして記入した負荷トルク  $\frac{T_L}{T_r}$  (定格トルクで正規化してある)を、対応する平均的な回転速度におけるトルクとして表わせば Impulsive Driveにおけるトルク・速度特性が得られる。<sup>\*</sup>

図 4.28(b)は、定格トルクの 3 倍の大きさの負荷トルクが、回転方向に対して逆方向に作用しているときの特性である。図 4.28(a)に示した摩擦的な負荷の場合は、瞬時トルクの尖頭値が負荷トルクより大きい限りステップ的にでも正方向に回転するのに対し、図 4.28(b)の重力負荷のような場合には正方向のトルクは出てはいるものの負荷力の方が大きくかえって逆転している。

図 4.28(c)は、(b)とは逆に回転方向と同じ方向に負荷トルクが作用した場合の特性で、電動機は負トルクを発生し制動機として動作する。

図 4.29は  $V3U$  駆動方式の特性である。 $V3V$  駆動方式に比べて負トルクが大きいため無負荷回転速度は低くなっている。

図 4.30(a),(b)は  $U3V$  駆動方式の特性である。(a)は無負荷の場合で  $V3U$  駆動方式よりさらに負トルクの大きさが大きく、無負荷回転速度は同期速度の  $\frac{1}{10}$  程度になっている。図 4.30(b)は、 $U3V$  駆動方式で定格トルクの 2 倍の大きさの負荷トルクが回転方向と同じ方向に作用したときの制動特性を表わしている。 $V3V$  駆動方式や  $V3U$  駆動方式に比べて制動トルクが極めて大きい。

以上、Impulsive Driveの主な駆動方式におけるトルク・速度特性の計算結果を示したが、無負荷において起動から定常状態に到るまでの各相の電流、トルク、速度の時間的経過を図 4.31 に比較して示す。回転子抵抗が大きいので起動時と定常回転時の電流値に汎用誘導電動機におけるような大きな変化はみとめられない。

## (2) 演算結果と実測値の比較

図 4.28(a)に示したような計算を各駆動方式について行ない、その演算結果から負荷トルクとそれに対応する平均回転速度の関係を求めると図 4.32 のようになる。負荷は一応重力負荷のような動的なトルクが作用する場合について示してある。

摩擦負荷の場合には回転速度が負になることはなく、回転速度が零になる付近で急激に

~~~~~  
\* このようにして求めたトルク・速度特性は図 4.32 に示されている。



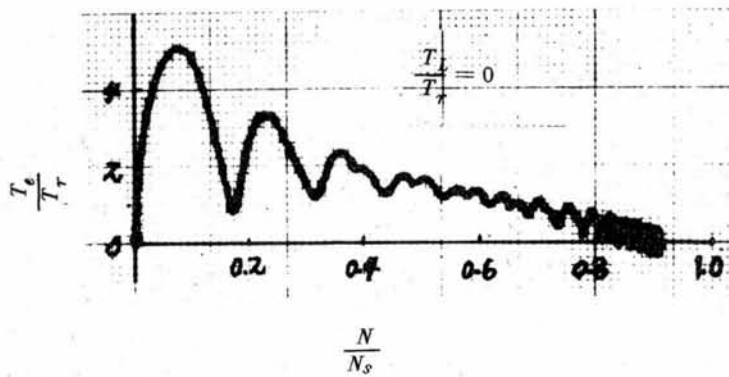
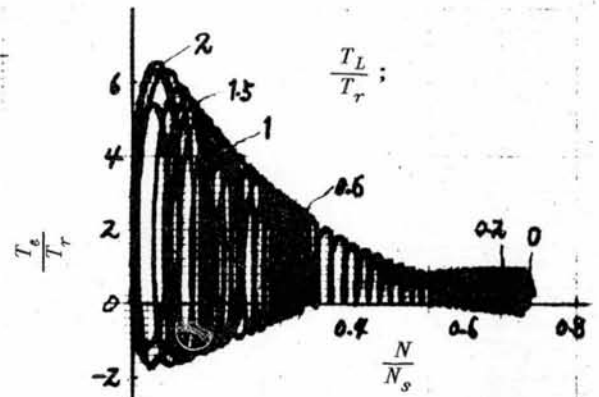
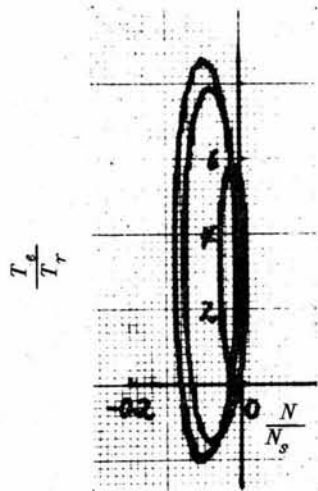


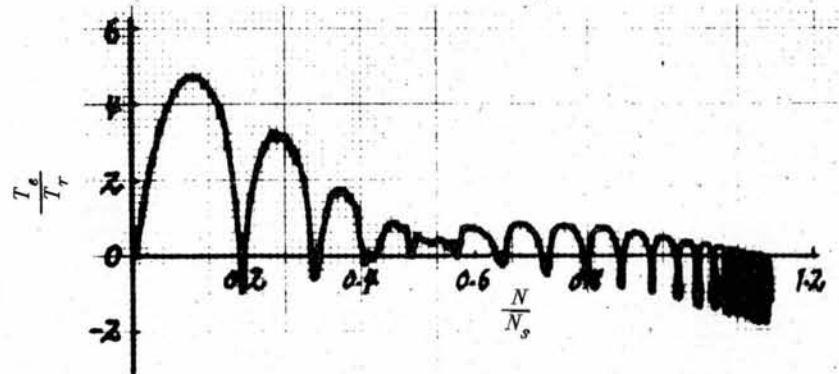
図 4.2.7 通常の駆動法でのトルク・速度特性の計算



(a)  $\frac{T_L}{T_r} = 0 \sim 2$



(b)  $\frac{T_L}{T_r} = 3$



(c)  $\frac{T_L}{T_r} = -1$

図 4.2.8 V3V 駆動方式でのトルク・速度特性の計算

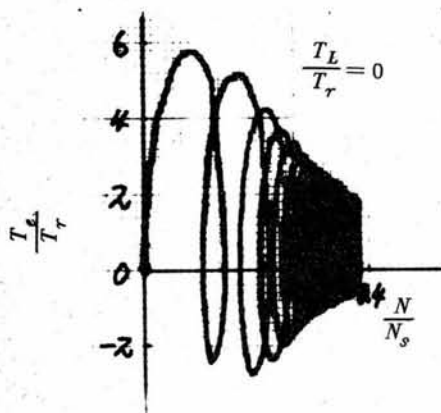
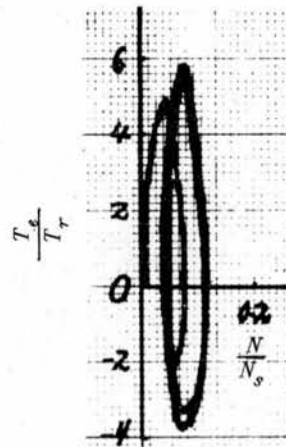
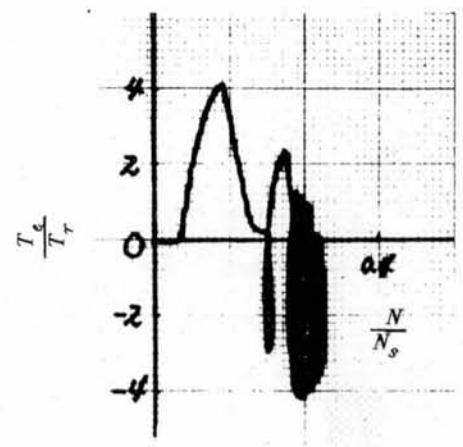


図 4.2.9 V3U 駆動方式でのトルク・速度特性の計算



(a)  $\frac{T_L}{T_r} = 0$



(b)  $\frac{T_L}{T_r} = -2$

図 4.3.0 U3V 駆動方式でのトルク・速度特性の計算

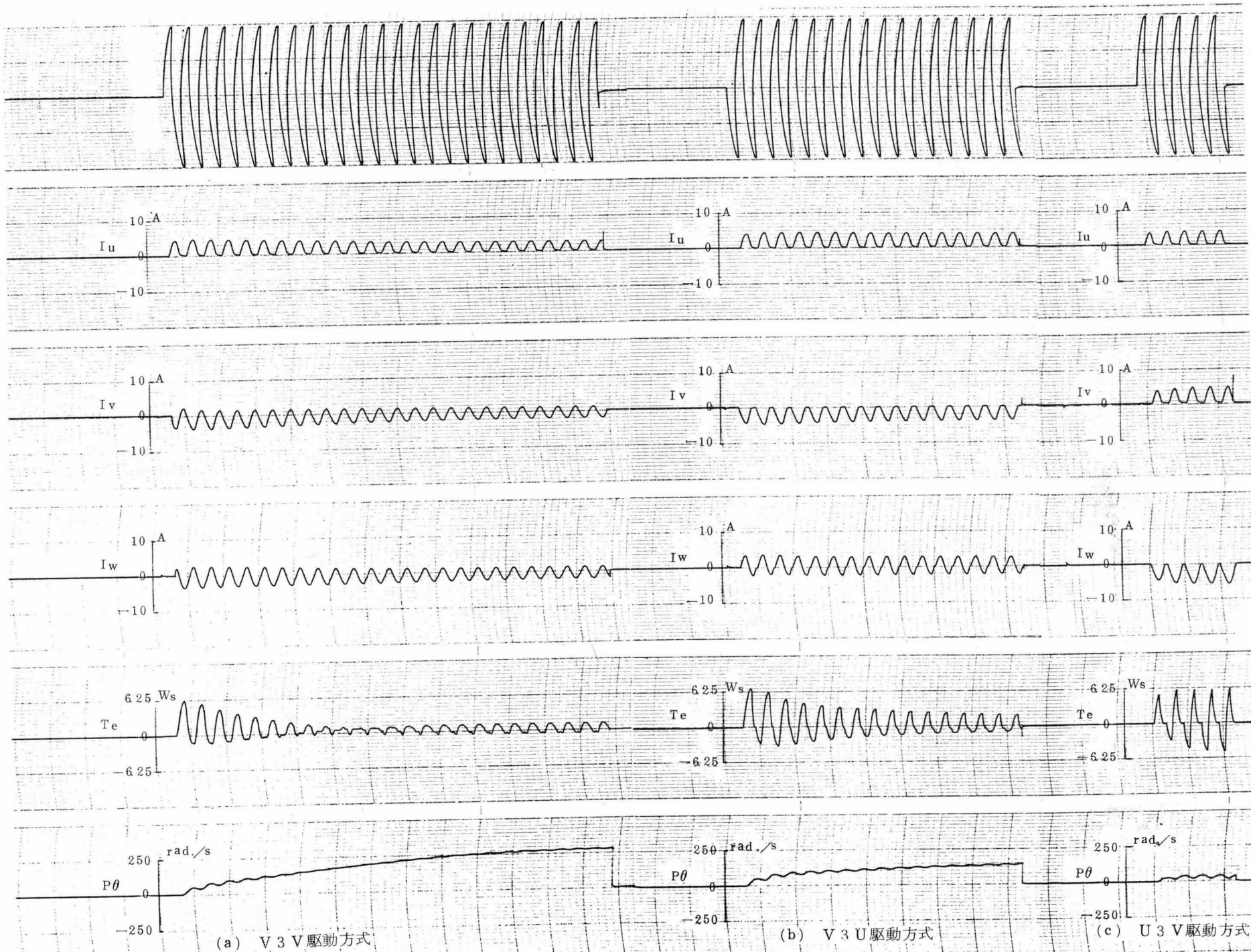


図 4.3.1 各駆動方式で起動後定常状態に到達するまでの電流・トルク・速度の応答

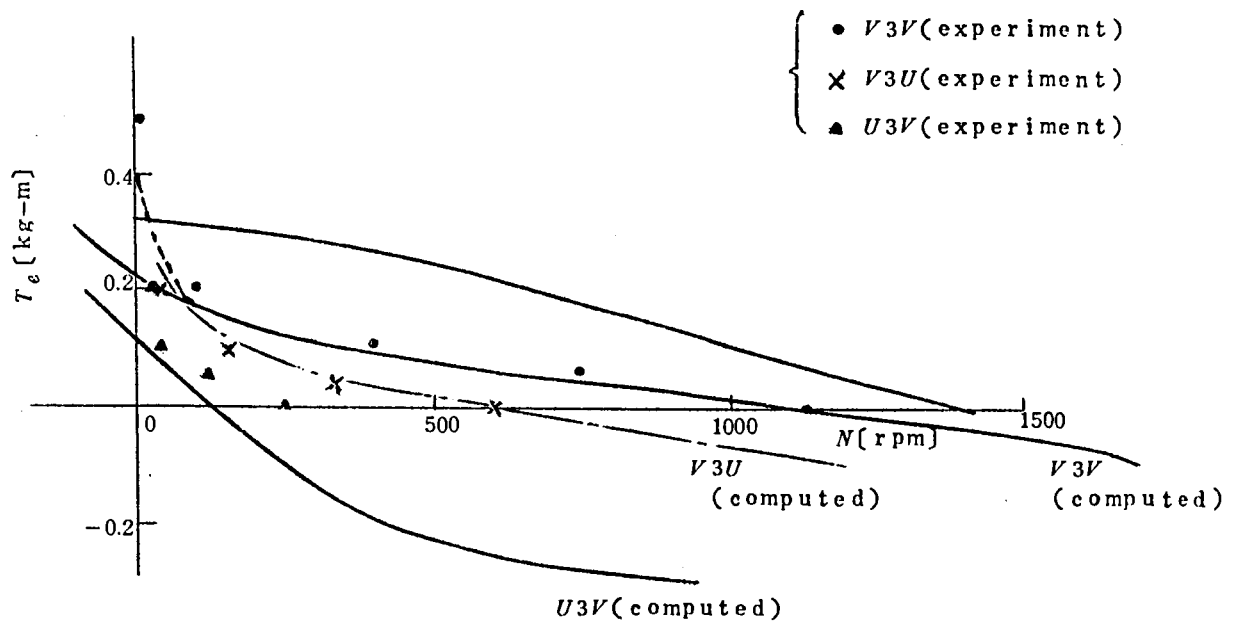


図 4.3 2 トルク・速度特性の計算値と実測値の比較

トルクが大きくなる。 $V3V$  駆動方式の特性計算曲線において破線で示したのは、このような摩擦負荷に対する計算結果である。図 4.3.2 において点で示したのは、それぞれの駆動方式における摩擦負荷での実測結果で、計算結果とかなりよい一致を示している。

先に図 4.2.6 に示した特性と比較すれば、high slip motor を用いることにより速度範囲が約 6 倍高速領域にひろがっていることがわかる。

なお先にも述べたように、 $V3V$  駆動方式は相当高速状態まで駆動できるので、電動機負荷が軽い場合には単相運転トルクのために高速状態へ引き込まれるという問題がある。したがって、実際には図 4.4(c) に示した回路のままでは軽負荷状態で安定な駆動ができず、何んらかの形の制動力をくわえるようにする必要がある。筆者はこの点を改良して、軽負荷の場合でも全域制御可能な回路方式を考案したが、これについては次節で説明する。ただ、本駆動方式で得られるトルク・速度特性は、前述した  $V3V$  駆動方式の特性と全く同じであり、電動機的设计にはこれをそのまま用いてよい。

## 4.4 Impulsive Drive の制御装置

### 4.4.1 $V3V$ 駆動方式の改良

$V3V$  駆動方式は回路構成が簡単で、速度の制御範囲を最もひろくとれる駆動方式である。これは  $V3V$  駆動方式のトルクが直流分をふくむ正弦波に近い形状をしていて、他の駆動方式に比べて有効トルクが大きいこと、特に回転子抵抗を大きくした電動機では著しく負トルク成分が減少することのためである。

しかしながら一方、このように負トルクの大きさが小さくなってくると、軽負荷の場合に速度が上昇し、ついには単相運転トルクに引き込まれるという問題が生じてくる。そして一たん単相運転トルクに引き込まれると、 $u$  相に挿入してあるサイリスタの通電角を制御することによっては速度をかえることができないので、実用上の大きな支障となる。

軽負荷状態でも単相運転トルクに引き込まれることなく、全域安定に制御しうるようにするためには、何んらかの形で制動力を加えられるようにする必要がある。

図 4.3.3 はこのように制動力を制御しうるようにした主回路の構成で、 $U3V$  駆動方式の制動効果を用いるようにしたものである。図 4.3.3 において  $SCR_2$  の点弧角  $\varphi_2$  を零にして、 $SCR_1$  の点弧角  $\varphi_1$  を制御すれば図 4.4(c) に示した  $V3V$  駆動方式と全く同じになり、 $SCR_2$  をオフにして  $SCR_1$  の点弧角  $\varphi_1$

を制御すれば図 4.4(b) に示した  $U3V$  駆動方式と全く同じになる。したがって、 $SCR_1$  を通電状態にして  $SCR_2$  の点弧角  $\varphi_2$  を制御すれば、上記  $V3V$  駆動方式に  $U3V$  駆動方式の制動力を適宜くわえた特性をうることができる。

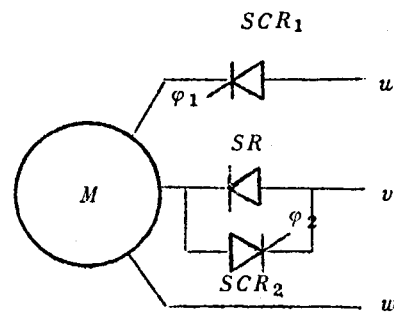


図 4.3.3 制動力を制御できるようにした主回路の構成

図 4.3.3 に示した回路の動作特性をあきらかにするために、以下 high slip motor (0.2 kW 4 極) を用いて実験した結果を示す。

図 4.3.4 は  $V3V$  駆動方式で  $u$  相サイリスタの点弧角  $\varphi_1$  をかえたときの電動機速度を示したものである。軽負荷の場合には  $\varphi_1$  が  $30 \sim 60^\circ$  の方が  $0^\circ$  の場合より速度が高くなっている。図 4.3.4 において、 $T_L = 0$  すなわち無負荷の場合には単相運転状態に引き込まれ、 $\varphi_1$  の制御によっては速度を制御できないことを示している。

図 4.3.5 の実線は、図 4.3.3 の回路における開回路無負荷速度制御特性である。すなわち、250 rpm から 1250 rpm までの比較的高速領域では、 $\varphi_2$  を制御することによって速度を連続的にかえることができ、250 rpm 以下の低速領域は  $U3V$  駆動方式として  $\varphi_1$

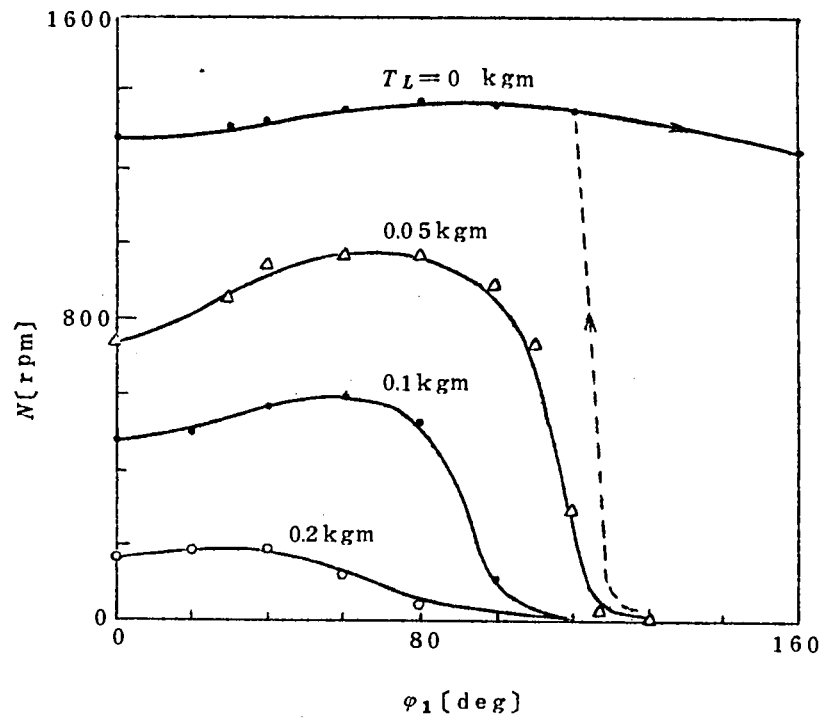


図 4.3 4  $u$  相サイリスタの点弧角による速度制御特性

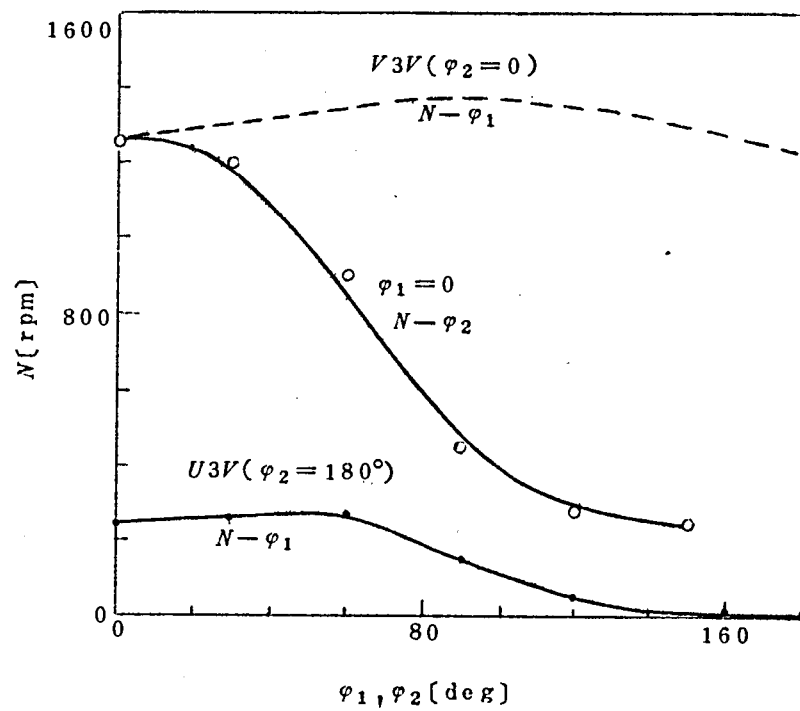


図 4.3 5 開回路での無負荷速度制御特性

を制御することによってかえることができる。結局、無負荷の場合でも全域の速度制御が可能であることを示している。

図 4.3 6 はこのように  $v$  相に挿入したサイリスタによって制動力を制御したときのトルク・速度特性と  $V3V$  駆動方式および  $U3V$  駆動方式のトルク・速度特性の関連をあきらかにしたものである。 $T_L=0$  で  $N-\varphi_2$  座標に示されている曲線が、先に示した図 4.3 5 の  $N-\varphi_2$  曲線にほかならない。

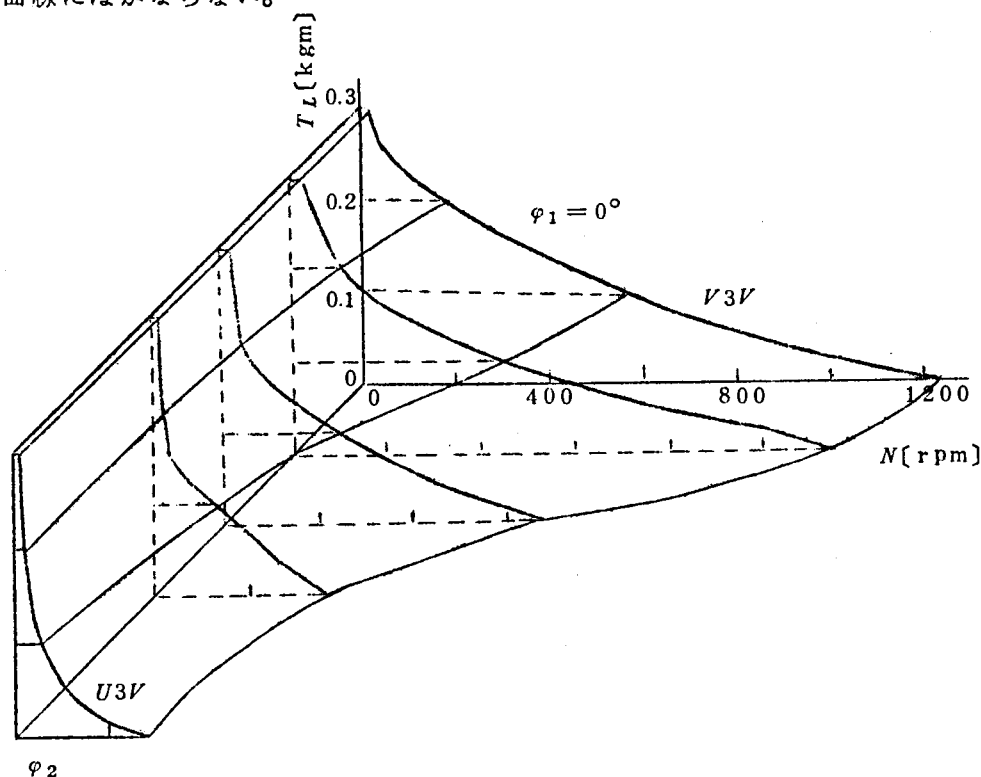


図 4.3 6 制動力を制御できるようにした  $V3V$  駆動方式のトルク・速度特性

#### 4.4.2 タコメータを速度検出器として用いたアナログサーボ系

##### (1) 速度制御系の構成

図 4.3 7 は直流タコメータにより電動機の手速を検出し、フィードバック制御するための回路構成図である。点弧回路は  $u$  相のサイリスタ用と  $v$  相のサイリスタ用の 2 台を用い、それぞれ  $uw$  相間電圧、 $vw$  相間電圧を基準電圧としているので、両サイリスタの通電角を制御する角度範囲は図 4.3 8 に示すようになる。このようにすると制御電圧が小さい間は主として  $u$  相サイリスタの点弧角  $\varphi_1$  が制御され、制御電圧が大きくなるにしたがい  $\varphi_1$  は  $30^\circ$  程度で頭打ちになり主として  $\varphi_2$  が制御されるようになる。図 4.3 4 に示した

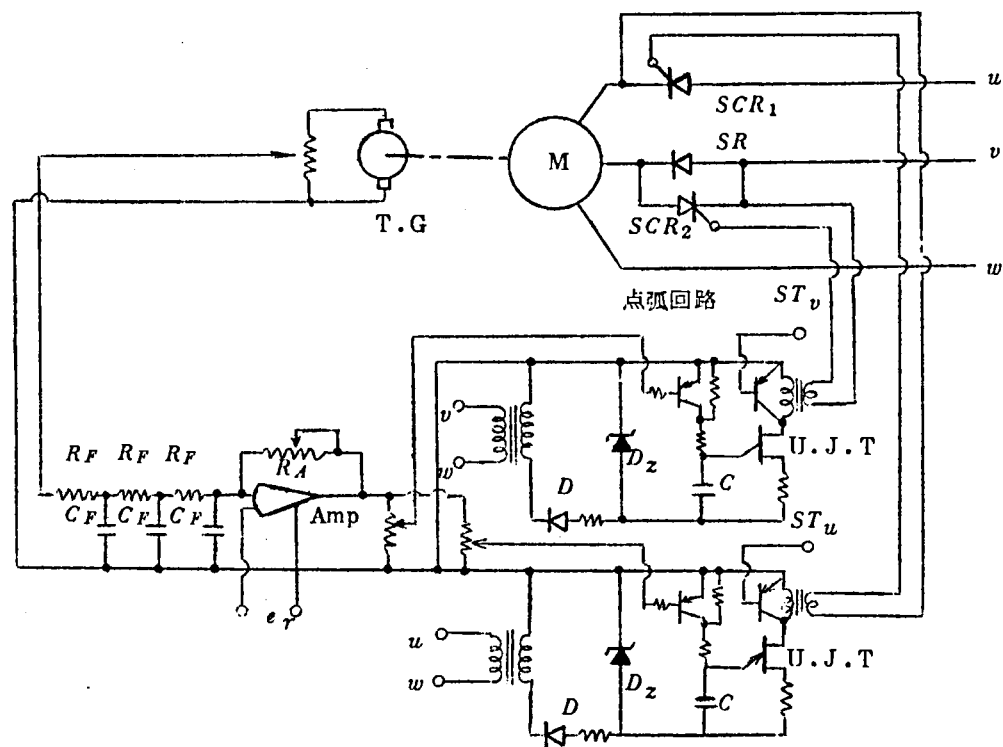


図4.37 Impulsive Driveによるアナログサーボ系

ように  $\varphi_2 = 0^\circ$  では  $\varphi_1$  の値は  $60^\circ$  より小さくしても電動機の手はあまりあがらず頭打ちになる。一方図4.35から、 $\varphi_2$  の値は  $90^\circ$  程度になるまではほとんど速度が変わらない。したがって制御電圧  $e_r$  に対して  $\varphi_1$  および  $\varphi_2$  をほぼ同じ利得でかわるよう調整しておいても、 $e_r$  の小さい間は主として  $\varphi_1$  を制御することによる効果があり、 $e_r$  が大きくなると主として  $\varphi_2$  を制御することによる効果がある。開回路の場合には、このような制御電圧に対する点弧角の関係はかなり厳密に保たれる必要があるが、閉回路として用いる場合には、安定性の

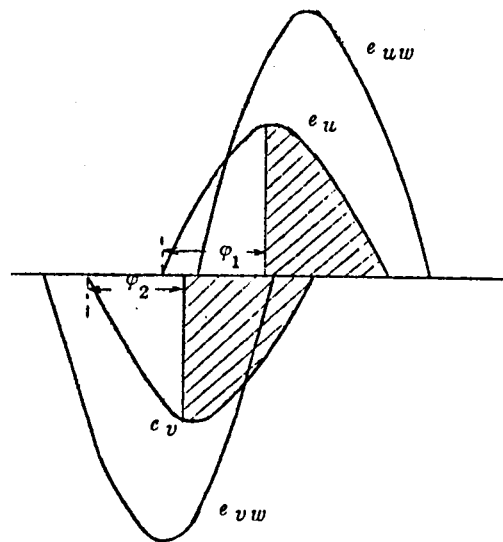
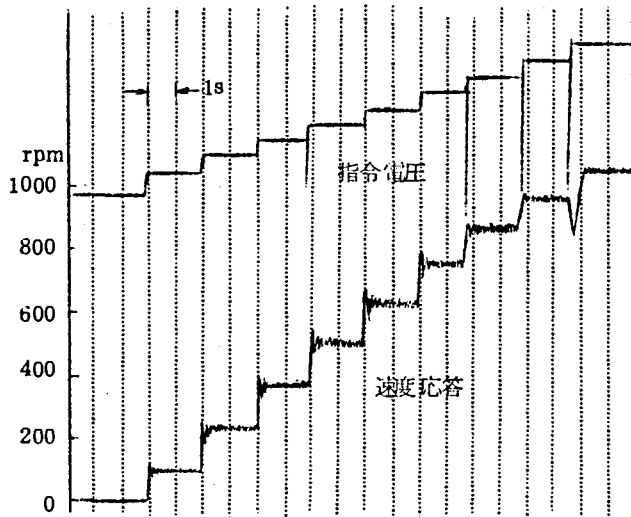
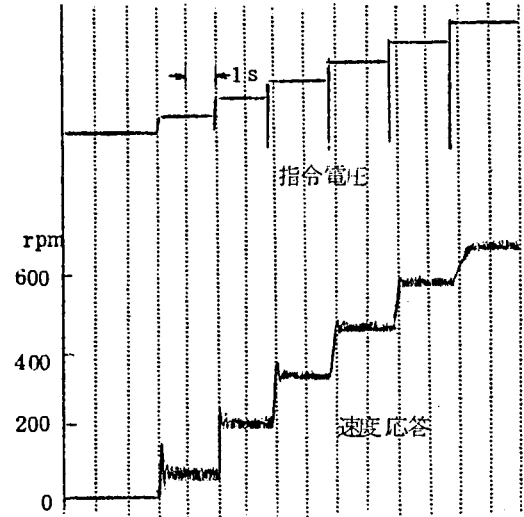


図4.38 基準電圧と点弧角の制御範囲

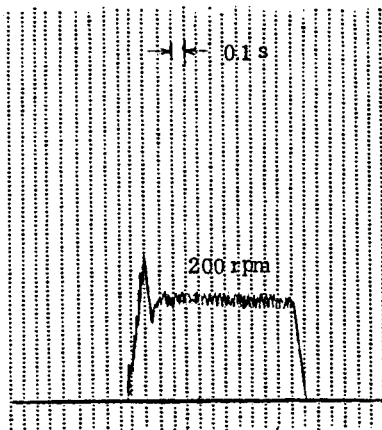


(a) 無負荷状態

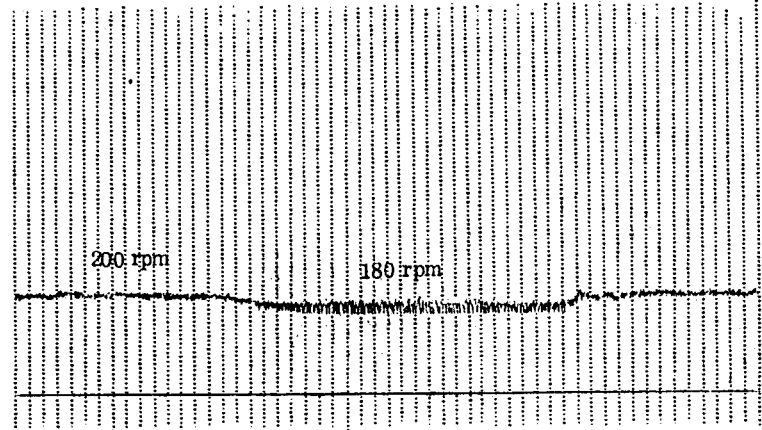


(b) 定格負荷状態

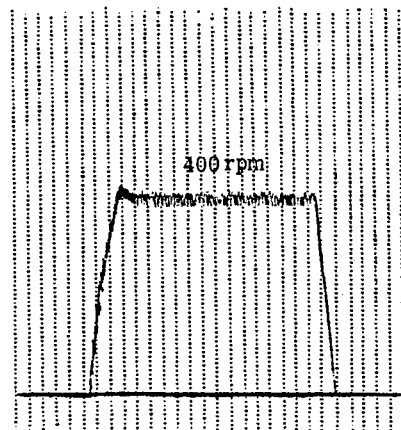
図 4.39 速度指令をステップ的に加えたときの応答



(a)

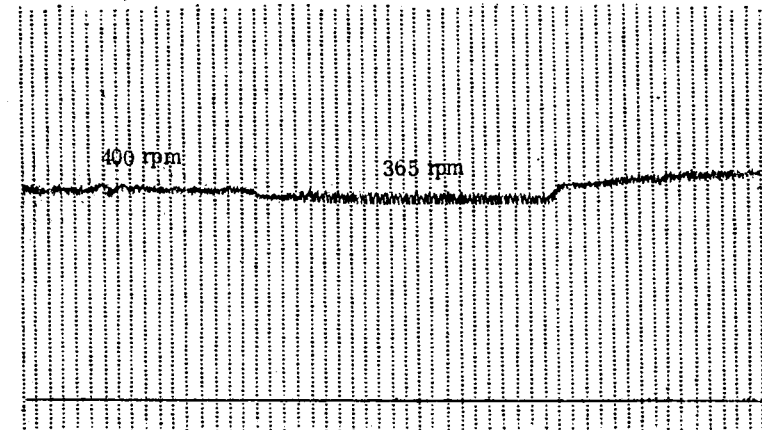


(a)



(b)

図 4.40 定格負荷状態での  
起動特性



(b)

図 4.41 無負荷から定格負荷まで負荷  
が変動したときの速度変動



観点からむしろ全域での利得が均等になるように制御することが望ましい。

## (2) 速度応答

図 4.3 9(a), (b) は回転速度の指令電圧を階段的にかえ、電動機速度の応答を電動機軸に直結したタコメータにより測定したものである。(a) は無負荷の場合、(b) は定格負荷を磁性粉体ブレーキによりあたえた場合の応答である。Impulsive torque による軸振動が若干あるが、かなりよい応答を示している。

図 4.4 0(a), (b) はともに定格負荷状態において、停止状態からそれぞれ 200 rpm および 400 rpm へ起動させたときの応答である。0.2 秒程度の立上り時間になっている。停止時間は 0.1 秒以内であり、 $v$  相に挿入されている整流器による制動効果が有効に作用している。

図 4.4 1(a), (b) は電動機負荷を 0 から定格負荷まで変動させたときの速度変動を記録したものである。図中に記入してある回転速度は、電動機軸の回転角を光電変換型角度検出器によって測定した値である。200 rpm の場合も 400 rpm の場合も全負荷変動に対して 10% 以内の速度変動になっている。図 4.4 2 はこのようにして種々の設定速度における速度変動を測定し整理したものである。50 rpm 以上の設定速度では速度偏差を 20% 以内にできることがわかる。

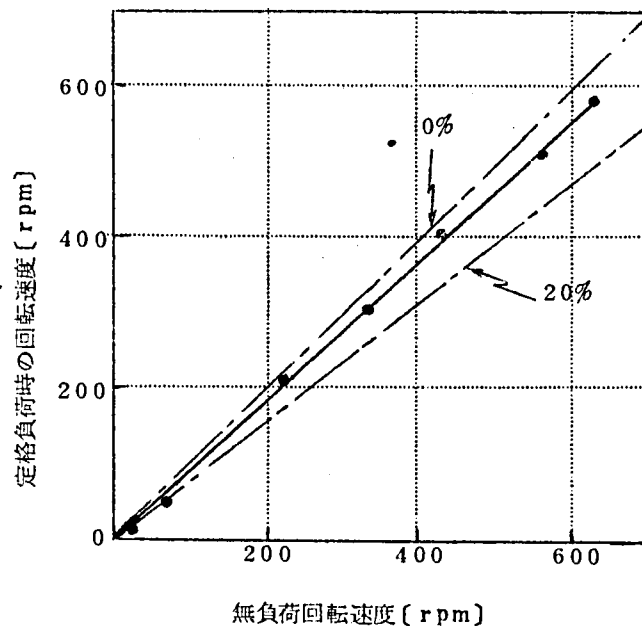


図 4.4 2 負荷変動に対する速度制御特性

### (3) 2 速度駆動特性

位置決め装置に用いる場合には、三相運転による高速状態から Impulsive Drive による低速状態をへて所定の回転位置に停止させるという速度の切換えを行なう必要がある。

図 4.4 3(a),(b),(c),(d)は種々の条件のもとでの速度切換え特性を実測したもので、(a),(b),(c)は制御系が閉回路の場合、(d)は開回路の場合である。

まず、停止状態から電磁接触器により、 $u$ 相、 $v$ 相に挿入されているサイリスタをそれぞれ短絡することによって高速状態にする。次に、電磁接触器をしゃ断してあらかじめ設定された Impulsive Drive の低速状態まで減速し、停止信号によってサイリスタの点弧パルスをオフして停止する。図 4.4 3 の各図において上から  $u$ 相サイリスタのアノードカソード間電圧、タコメータの出力電圧、電動機の軸に直結したポテンシオメータ出力電圧である。

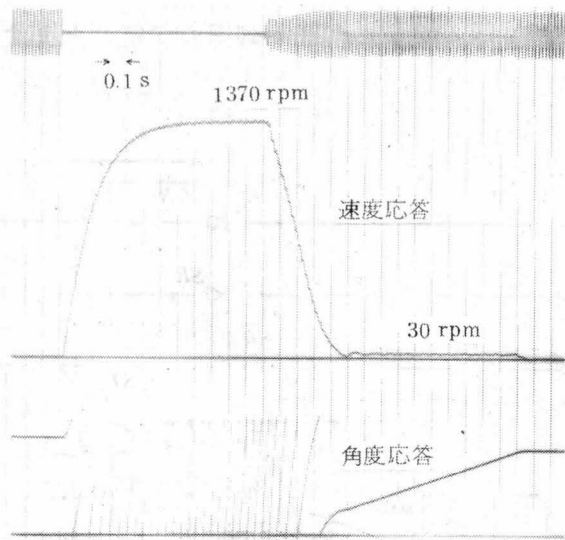
図 4.4 3(a)は無負荷の場合で、減速に要する時間は 0.5 秒程度であり、起動に要する時間とほぼ同程度まで短縮されている。本電動機は三相電源をしゃ断することにより停止させる場合には数秒かかるので、Impulsive Drive の回路によって著しく停止時間が短縮されている。

図 4.4 3(b),(c)は定格負荷状態における停止特性である。この場合の減速に要する時間は、0.2 秒程度である。Impulsive Drive による速度が 30 rpm の場合と 10 rpm の場合について示してあるが、10 rpm では停止時の行き過ぎ角を極めて小さくできることがわかる。

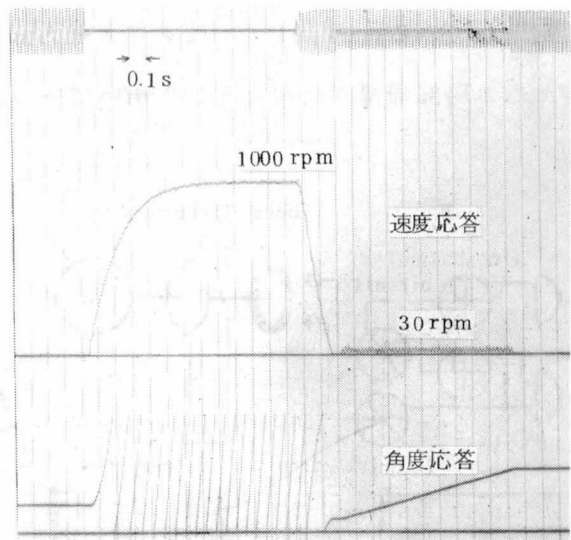
図 4.4 3(d)は Impulsive Drive を開回路で行なったときの減速特性である。図 4.4 3(a),(b),(c)では閉回路であったために、高速からの減速段階ではサイリスタはすべてオフし、 $v$ 相に挿入されている整流器による制動効果が現れていた。図 4.4 3(d)では減速段階でも Impulsive Drive の状態にあり 1000 rpm から 30 rpm へ平滑な速度の切換わりが行なわれている。

#### 4.4.3 光電型角度検出器を用いたデジタルサーボ系

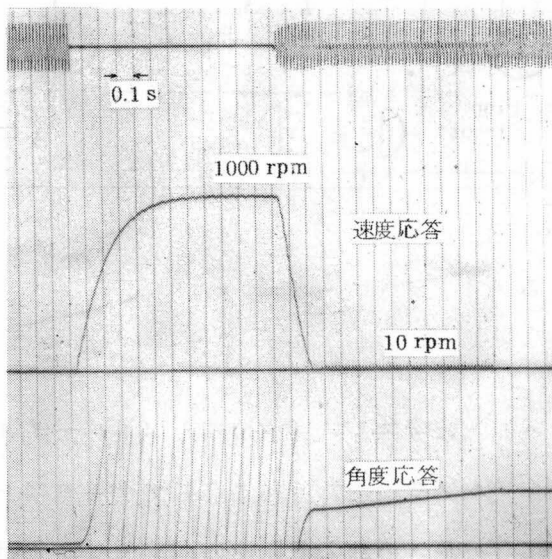
前節で説明したように、タコメータによるアナログサーボ系は微低速領域での特性がわるくなる。特に毎分数回転以下の速度になるとタコメータの出力が非常に小さくなり、線形性もわるくなるために速度変動が大きくなる。低速領域での制御性能を改善するために、回転角をパルスで検出し、速度の指令を単位時間あたりのパルス数であたえるデジタル



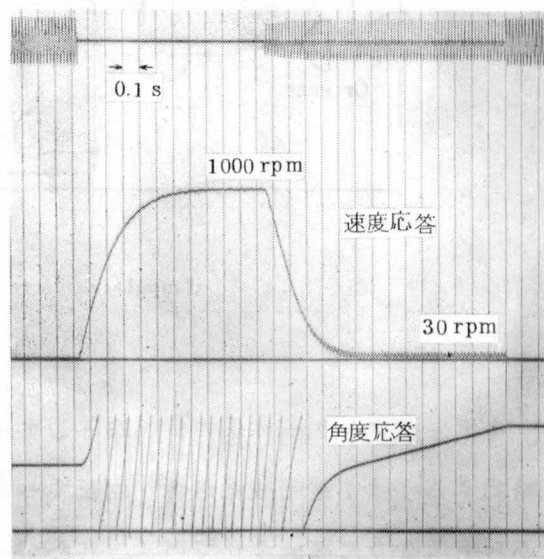
(a) 無負荷状態  
(閉回路制御系)



(b) 定格負荷状態  
(閉回路制御系)



(c) 定格負荷状態  
(閉回路制御系)



(d) 定格負荷状態  
(閉回路制御系)

図4.43 Impulsive Drive による2速度切換え特性

サーボ系を検討した。

図 4.4 4 はその構成図である。指令パルスとフィードバックパルスの比較を 3 ビットの加減算回路で行ない、その偏差パルス数に相当する電圧を *D-A* 変換回路よりとりだして制御している。図 4.4 4 にはタコメータも示されているが、これは制御系の安定性をますための局部帰還回路要素として用いている。

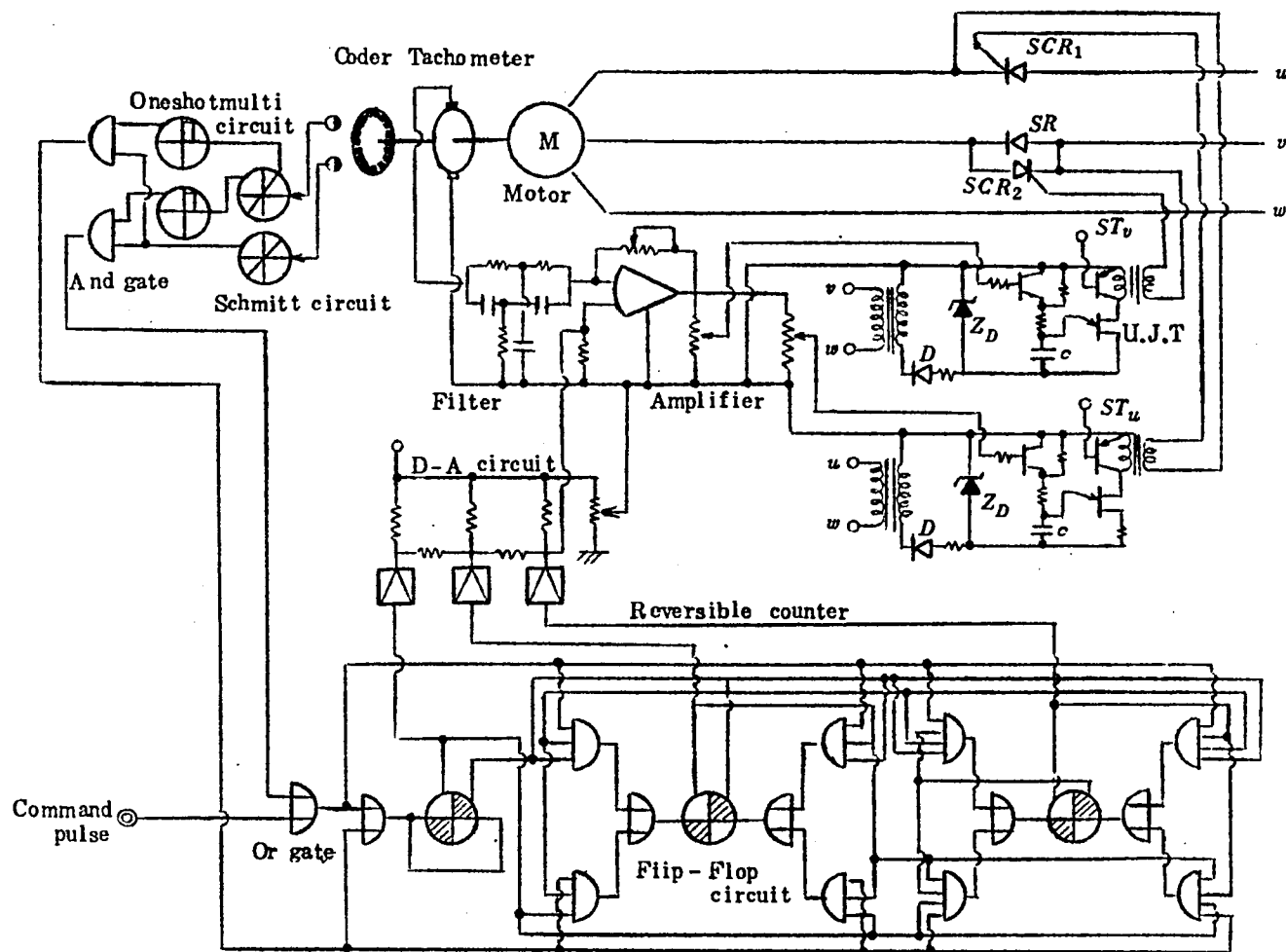


図 4.44 Impulsive Drive によるデジタルサーボ系

本デジタルサーボ系の検出器として用いている光電変換型角度検出器（以下コードと略記する）は、電動機軸が  $6^\circ$  回転するたびに 1 パルスその回転方向に応じて別々の端子から出すように構成されている。したがって、指令パルスの数と電動機の回転角度は 1 対 1 に対応し、回転角度および速度の制御ができる。

デジタルサーボ系では定常速度偏差は許容されない。図 4.4 4 の回路ではわずかに 3

ビットの偏差パルスに相当する最大 $42^\circ$ の回転角度偏差が許されるにすぎない。単に速度制御としてデジタルサーボ系を用いる場合には、過渡的に生じる8パルス以上の偏差は無視するようにしておけばよい。

図4.45, 4.46, 4.47はそれぞれ80rpm, 5rpm, 1rpmの回転速度指令における応答を(a)無負荷, (b)定格負荷の場合について比較して示したものである。図4.45は80rpmの速度指令の場合で上部が加減算回路の偏差パルスに相当するD-A変換回路出力, 下部が回転速度の応答波形である。80rpm程度までは全負荷状態でも起動時の過渡偏差は8パルス以下になっている。定常偏差は無負荷の場合で3パルス, 定格負荷の場合で5パルスである。このことは最大 $30^\circ$ 程度の角度偏差内で追従して回転していることを示している。

図4.46(a), (b)は5rpmの速度指令の場合で, ポテンショメータによって検出した回転角応答を記録したものである。無負荷の場合には階段状の応答になっているが見かけ上5rpmの均等速度になっていることがわかる。

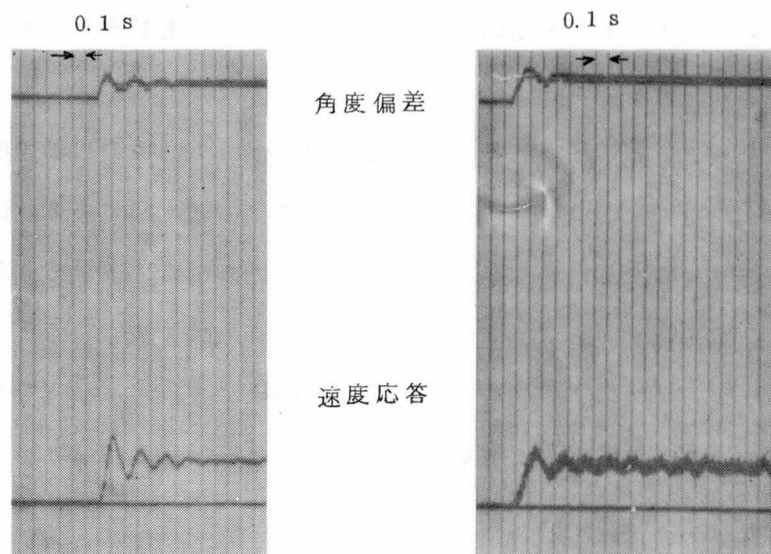
図4.47(a), (b)はさらに低速の1rpmにおける応答である。5rpmの場合と同様, 無負荷での応答は階段的になるが, 定格負荷状態では非常に平滑な定速回転がえられる。

以上説明したように, デジタルサーボ系の場合には, 角度偏差が3ビットの加減算回路のカウント容量を超過するまで, 定常速度偏差は全くない。したがって,  $0.1\text{kg}\cdot\text{m}$ 程度の負荷に対しては100rpm以下の微低速まで, 精度のよい速度制御が可能である。

#### 4.4.4 Stepwise drive 法

位置決め装置では停止点での行き過ぎを極力小さくしなければならない。前項で説明したデジタルサーボ系は, 電動機の回転角制御を行なっているものであり, 指令パルスを止めれば加減算回路の偏差が零になるところまで回転して停止する。しかしながら, このような方式で高速制御を行なうためには, 加減算回路の桁数がほうり大になり経済的でない。Impulsive Driveが対象とする用途で許容される速度偏差は20%程度のものが多く, 高速領域をもデジタルサーボ系で制御することは得策でない。したがって速度制御はアナログサーボ系により行ない, 位置決めにおける終速度の制御は一定角度ずつ階段状に駆動するStepwise drive 法を検討した。電動機は最少検出単位角ごとに一時停止しながら歩進するので, 行き過ぎることなく所要の回転角範囲内に停止させることができる。

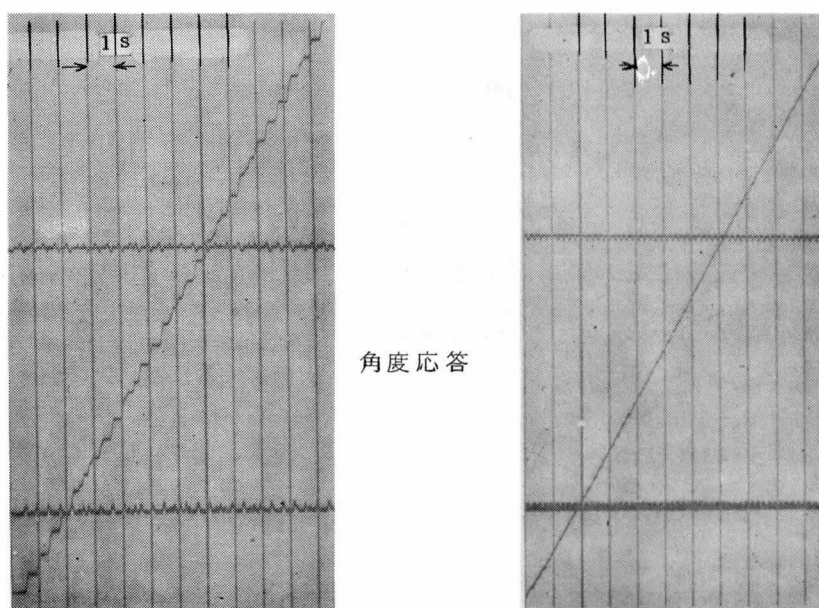
駆動回路の構成は, たとえば先に示した図4.37を用いる。ただ位置決め装置には何ん



(a) 無負荷状態

(b) 定格負荷状態

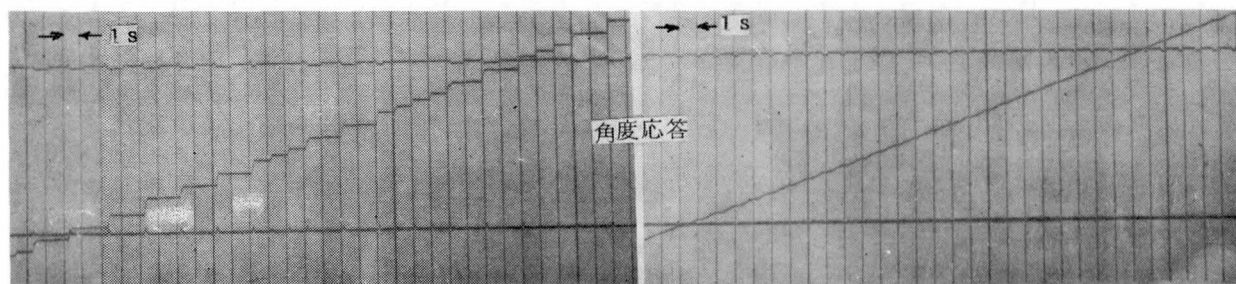
図 4.4 5 速度指令が  $80 \text{ rpm}$  の場合のデジタルサーボ系の応答



(a) 無負荷状態

(b) 定格負荷状態

図 4.4 6 速度指令が  $5 \text{ rpm}$  の場合のデジタルサーボ系の応答



(a) 無負荷状態

(b) 定格負荷状態

図 4.4 7 速度指令が  $1 \text{ rpm}$  の場合のデジタルサーボ系の応答

らかの形の角度検出器があるので、この検出器からえられるフィードバックパルスで図 4.48 (a)に示すようにワンショットマルチ回路をトリガする。そしてこの回路出力をアナログサーボ系の指令電圧  $e_r$  として用い、図 4.48 (b)に示すように  $\tau$  というパルス幅で設定された時間だけサイリスタをオフする。ワンショットマルチ回路がリセットされると、再び指令電圧が印加されサイリスタがオンになるが、電動機が一定角度回転した後フィードバックパルスがでて再びオフされることになる。このようにして電動機は階段状に歩進し、オフの期間  $\tau$  を調整することによって見かけ上の速度をかえることができる。電動機を停止させるときは、図 4.37 に示した点弧回路の端子  $ST_u, ST_v$  に信号をくわえサイリスタへの点弧パルスを消せばよい。

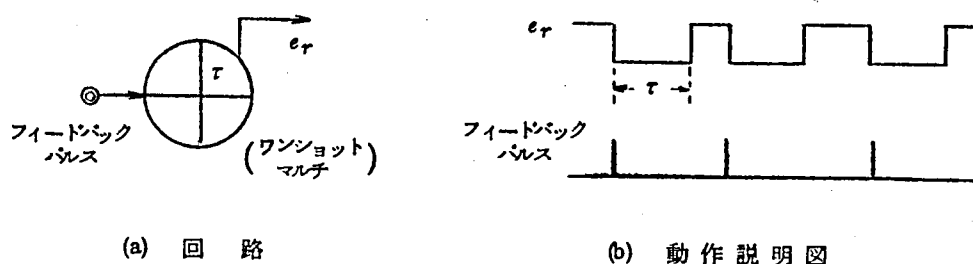
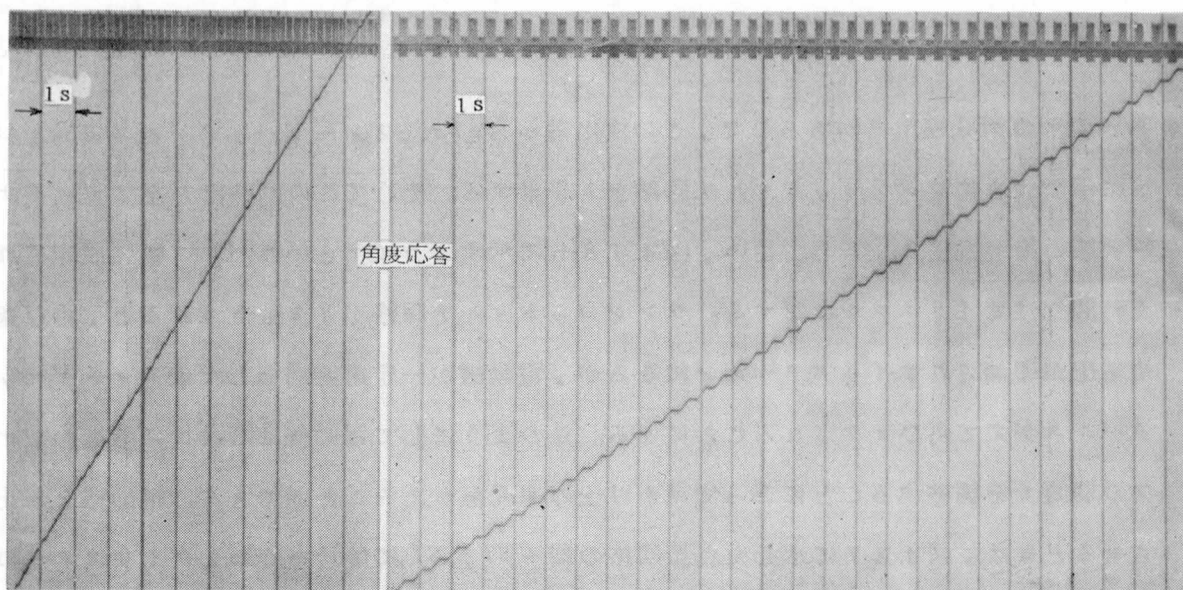


図 4.48 ワンショットマルチ回路による Stepwise drive 法

図 4.49 (a), (b)はこのようにして駆動した電動機の回転角応答をポテンシオメータによって記録したものである。ともに  $0.5 \text{ kg} \cdot \text{m}$  の負荷状態（定格の約 4 倍）でオフの期間  $\tau$  を (a)が 0.07 秒、(b)が 0.25 秒になるようにして見かけの速度をかえたものである。このような駆動法の場合には、負荷の大きさがかわると  $\tau$  を一定にしておいても、図 4.50 (a), (b)に示すように速度がかわる。すなわち、オフの期間  $\tau$  は一定でも、負荷の大きさによって 1 パルス分の角度を駆動するのに要する時間はかわるからである。

図 4.51 (a)はこのような欠点を改良して、低速におけるある程度の速度範囲を制御するようにしたものである。スリップフロップ回路の出力を図 4.37 に示した点弧回路の  $ST_u, ST_v$  端子に印加されるようにして、サイリスタのオンオフを制御する。速度の指令は簡単なパルス発振回路からこの双安定回路のセットパルスとして与え、フィードバックパルスでリセットしながら階段状に歩進させる。したがって、図 4.50 (b)に示すように 1 パルス分の角度を駆動するのに要する時間がこの指令パルスの周期を超過しない限り、負荷変動に対しても見かけの速度を一定に保つことができる。

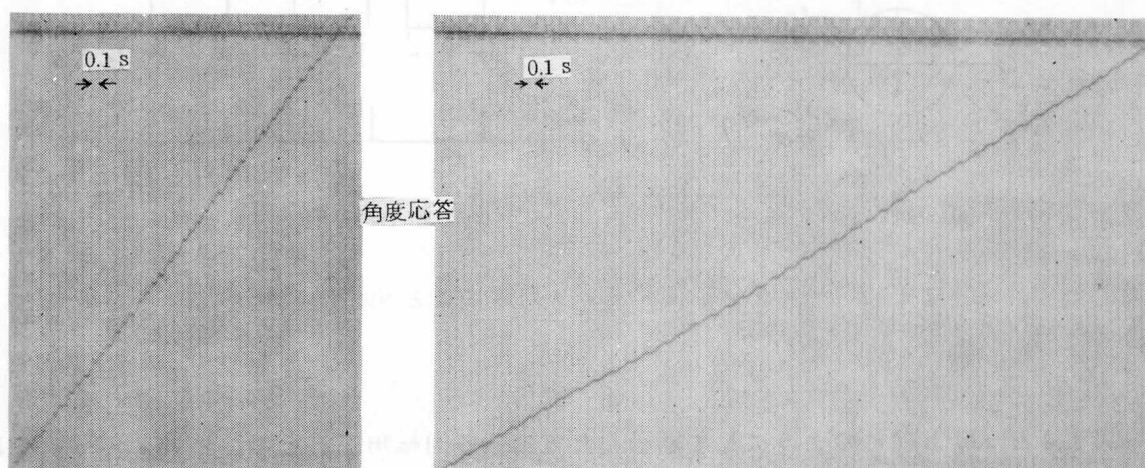




(a)  $T=0.07\text{ s}$

(b)  $T=0.25\text{ s}$

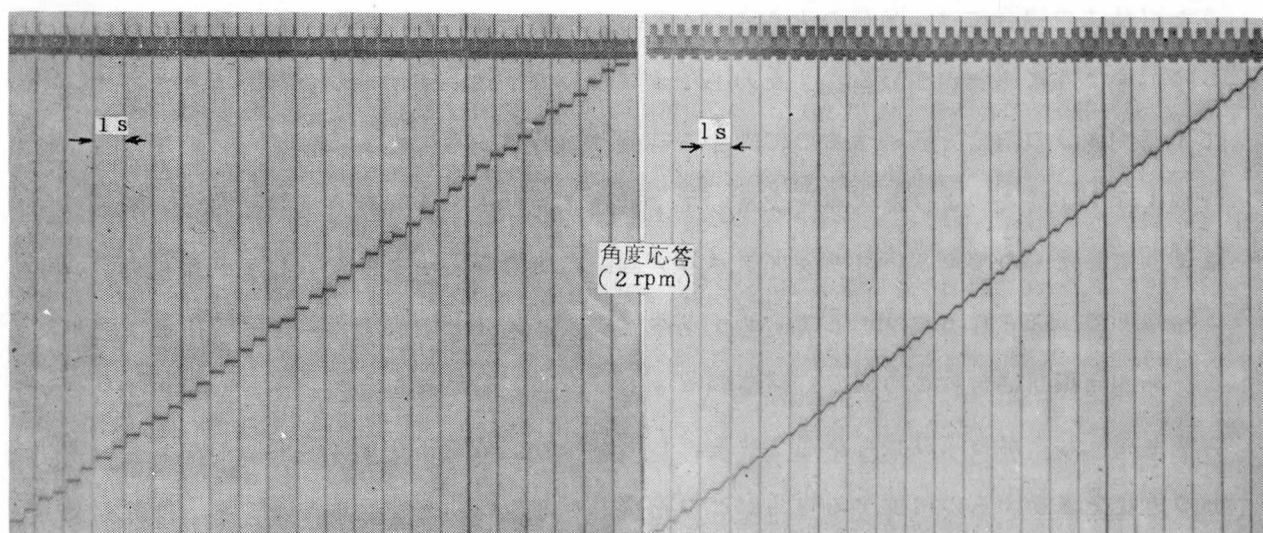
図4.49 ワンショットマルチ回路による stepwise drive



(a) 負荷の大きさが0.2kgmの場合

(b) 負荷の大きさが0.4kgmの場合

図4.50 ワンショットマルチ回路による stepwise drive



(a) 負荷の大きさが0.1kgmの場合

(b) 負荷の大きさが0.4kgmの場合

図4.52 フリップフロップ回路による stepwise drive



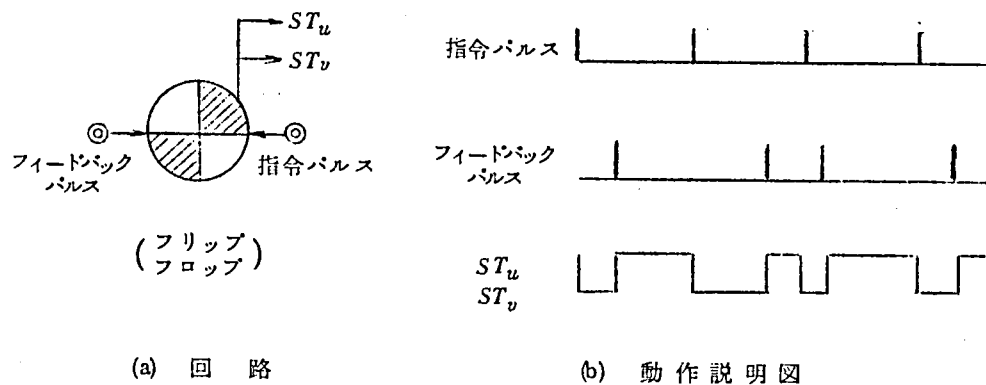


図 4.51 フリップフロップ回路による stepwise drive 法

図 4.5 2(a), (b)はこのような駆動法で負荷の大きさをかえたときの回転角応答の実測結果である。(a)は  $0.1 \text{ kg}\cdot\text{m}$  の負荷の場合, (b)は  $0.4 \text{ kg}\cdot\text{m}$  の負荷の場合であるが, 速度の変動は全くなく  $2 \text{ rpm}$ に保たれている。

このような駆動法をアナログサーボ系と組み合わせて用いることにより, 位置決め装置における相当広範囲の速度制御を比較的簡単に行なうことができる。

#### 4.4.5 逆転制御

これまで種々の制御装置について説明してきたが,  $3U$  駆動方式や  $V3V$  駆動方式で電動機の回転方向をかえるためには, 電源の相順を切換えなければならない。位置決め装置では停止点近傍での送り速度はきょくりよく小さくして, できるだけ停止点を行き過ぎることのないようにしているが, わずかの行き過ぎに対してもいちいち電源の相順をリレーなどできりかえていたのでは時間を要し, 安定性にも問題がある。

ここに説明する逆転制御法は, 順方向の回転駆動法として  $V3U$  駆動方式 (または  $3U$  駆動方式) を用い, 逆方向の回転駆動法として  $UV$  駆動方式を用いるようにしたものである。したがって, 電源の接続状態や主回路の構成をなんら変更する必要がなく, 単に点弧パルスを適宜まびけばよい。

図 4.5 3 は制御回路の構成図である。主回路は先に図 4.4 (a) で示したものであり, 点弧回路は  $u$  相サイリスタ用と  $v$  相サイリスタ用の 2 台用いる。トランジスタ  $TR$  はワンショットマルチ回路からの信号をうけて点弧回路の出力パルストランスを短絡することにより, サイリスタへの点弧パルスをまびく役目を果たす。アンドゲート回路の  $A$  端子には, 逆転指

令もしくは正転指令に相当するオンオフ信号を与える。すなわち， $A$ 端子がオフ信号の場合には，ワンショットマルチ回路はトリガされず，したがって図 4.5 4 に示す点弧パルスはひとつもまびかれることなくすべてサイリスタに印加され， $V3U$  駆動方式で正転する次に， $A$ 端子がオン信号の場合には， $v$  相点弧パルスがアンドゲート回路を通過してワンショットマルチ回路をトリガする。したがって，図 4.5 4 に示すように  $v$  相点弧パルスが

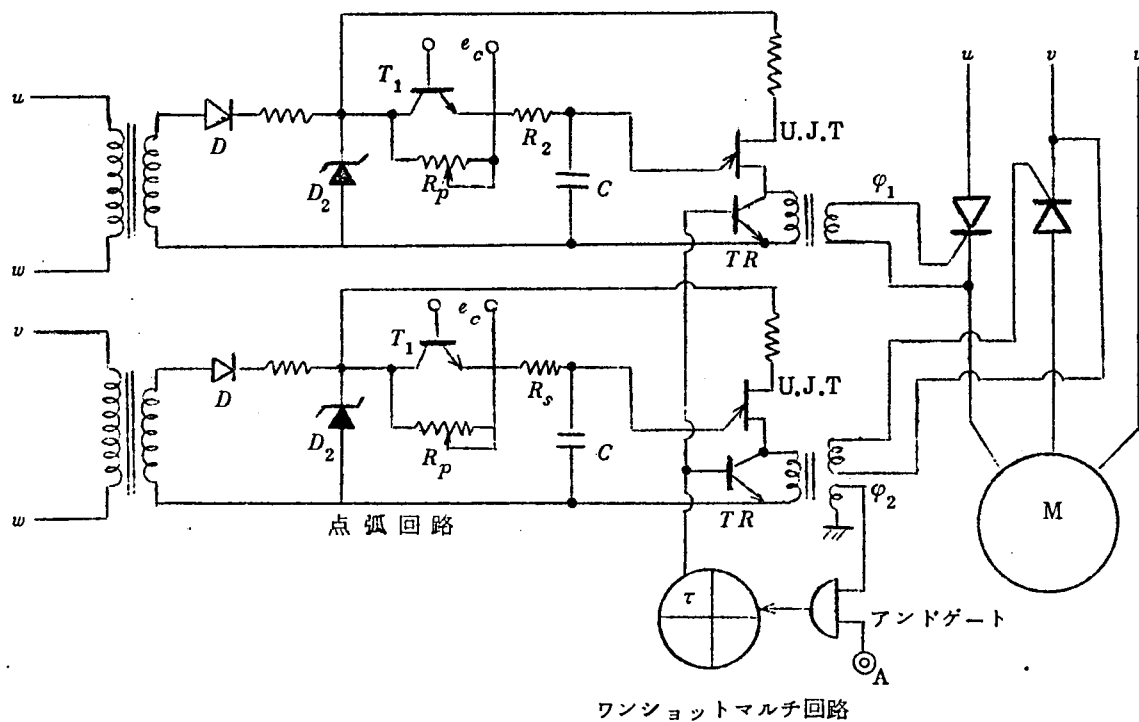


図 4.53 逆転制御回路の構成図

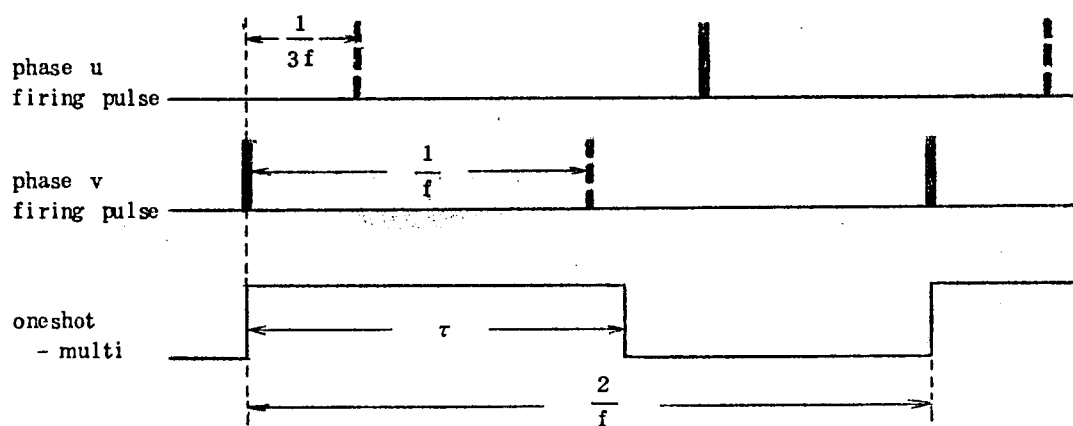


図 4.54 逆転制御回路の動作説明図

でたのち時間 $\tau$ の期間に生じる $u$ 相 $v$ 相の点弧パルス(図4.5.4において破線で示してある)は $TR$ のためにまびかれ $UV$ 駆動方式で逆転する。このように三相交流電源の位相のずれた電圧により適宜選択的に通電し、回転子の残留電流による過渡的なトルクによって正転または逆転させるものであるから、単に点弧パルスをまびくだけで、逆転させることができる。

図4.5.3の制御方式の場合、 $\frac{1}{f}$ 秒毎に両サイリスタを点弧する駆動法が正方向回転に対応し、 $\frac{2}{f}$ 秒毎に $u$ 相、 $v$ 相のサイリスタを交互に点弧する場合は逆方向回転に対応している。そしてそのきりかえをワンショットマルチ回路により行なっているもので、パルス幅 $\tau$ は

$$\frac{1}{f} < \tau < \left( \frac{1}{f} + \frac{1}{3f} \right) \quad \cdots \cdots (4.35)$$

に選定する必要がある。ただし、 $f$ は電源の周波数である。

図4.5.5は汎用誘導電動機を用い、 $UV$ 駆動方式から $V3U$ 駆動方式にきりかえて瞬時逆転を行なわせたときの軸応答を示すオシログラフの写真である。

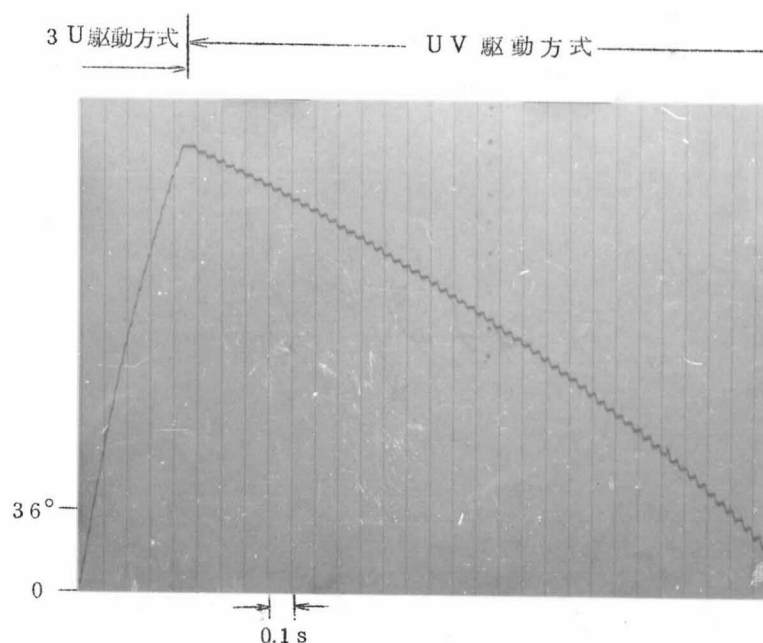


図 4.5.5 逆転制御時の応答

## 4.5 結 言

三相誘導電動機のステップ駆動方式について、その動特性を表わす運動方程式を誘導し、

アナログ計算機を用いて解析した。

まず、同一原理にもとづく種々の駆動方式を分類、命名し、その発生トルクを理論的に解明した。本駆動方式での発生トルクは、1 サイクルのうちに負トルクと正トルクが対になってパルス状に生じ、トルクの尖頭値の大きさは汎用誘導電動機の場合、定格トルクの10倍以上にもなる。これは回転子の残留電流によるもので、磁界ベクトルの時間に対する軌跡を図示することにより、視覚にうったえる形でその影響を説明した。そして負トルクのために生じる軸振動は、回転子の巻線時定数を小さくすることによって軽減でき、速度範囲もひろげうることを示した。さらに本駆動法を速度制御法として検討し、数rpm程度の微低速から高速まで全域安定に制御できる制御方式を確立した。

ここに示された理論的実験的検討結果は、実用化指針として電動機および制御装置の実際設計に役立てられ、第5章に示す制御装置の設計にも生かされている。

## 第 5 章

### 数 値 制 御 装 置 へ の 応 用

## 第5章 数値制御装置への応用

### 5.1 緒 言

数値制御は与えられた数値を、距離、角度、温度、速度などの制御量に対応させるために、対象とする系内の信号をアナログ量のままではなしに数値化して取扱う自動制御の一分野のことである。特に工作機械の制御装置として開発が急速に進み、たとえばカード、紙テープ、磁気テープなどにおさめられた符号化された数値で加工物の仕上り寸法を与えこれを読み取った制御装置が、工作機械に加工指令を出して希望の形状に加工することをこなしている。

使用される工作機械としては、その目的に応じてフライス盤、ボール盤、パンチプレスなどやガス切断機、製図機械、配線機械など、さらには流れ作業工程やトランスファマシンなどまでも考えられる。それぞれその所要機能に応じて用いるデジタル制御用機器の種類、容量なども異なってくる。

数値制御工作機械は、刃物の移動状況から輪かく切削と位置決めとに大別することができる。前者は指定された多次元の形状を刃物ですっと追いながら切削するものであり、後者はたとえばドリルまたはプレスのように加工物を指定の位置にもっていくことが主目的で、途中の経路はほとんど問題にしないものである。制御用機器の立場でみた両者の最も大きな相違点は、移動速度および移動経路に関連し、高精度で速応性のある速度サーボ系を必要とするか、高速駆動と低速での停止性能のよい位置サーボ系でよいにある。そして用いる機器は検出方式をもふくめた制御系全体の構成とも関連するが、目的にあい均衡のとれたものを選定すべきである。本章では、このような立場で開発した数値制御装置のデジタルアナログ変換部について説明する。

まず輪かく制御用として、従来のアナログサーボ系における指令信号、検出信号、ならびにその比較回路をデジタル化したデジタルサーボ系について述べている。このため従来のアナログサーボ系とは異なった制御機器を開発し、回路部分をすべてトランジスタ化して、小型、小消費電力のものを実現した。

数値制御装置が実用段階に入るに従い、精度の向上とさらにいっそうの装置の小型化、高信頼度化が要求されるようになった。デジタルサーボ系における速度偏差や光電検出

コードの光源用電球などの寿命が問題になり，応答速度の早いステップモータの開発が必要になった。

ステップモータを用いた制御系は数々の利点をもっているが，輪かく制御のように連続的に広範囲の速度で駆動する場合には乱調現象などが生じ，その解決のために駆動回路が複雑化するという問題があった。筆者は先に述べた二相可逆ステップモータを開発することによって一挙にこの問題を解決し，非常に小型のステップモータと簡単な駆動装置で，安定な輪かく制御用デジタルアナログ変換部を構成することができた。

一方，位置決め制御用としてはステップモータは最も適した操作器である。ただ容量が大きくなると電源をふくめた装置の規模が大きくなり，その特徴がそこなわれる。筆者は入力パルス周波数によって電源電圧を制御することにより，停止時も高速駆動時も所要のトルクが得られるようにして，この種の装置の簡略化を行なった。さらにステップモータの指令パルス周波数を，位置決め装置における偏差の大きさに応じて変化させることができる駆動法を提案し，高速から停止への円滑な駆動を可能にした。

数値制御位置決め装置もその出力用制御機器としては，ステップモータ以外これまであまり特色のあるものは開発されていない。フィードバックループをもった数値制御位置決め用制御機器としては，高速駆動と制動特性がよく，微小回転角駆動ができればよいので，先に説明した誘導電動機のステップ駆動方式を適用できる。電動機は1台でよく，駆動回路は簡単でこの種の装置を簡略化できた。

## 5.2 帰還型デジタルサーボ系

数値制御工作機械は1952年米国のマサチューセッツ工科大学において開発されて以来，<sup>1)</sup>航空機工業を中心に脚光を浴びた。わが国でも東京大学生産技術研究所および東京工業大学においていち早く基本的な研究が開始され，1958年頃には機械試験所その他二，三の製造業者が開発を始めた。図5.1はこのような数値制御装置の系統図で，指令テープの符号をテーブリーダーで読み取り，指令として必要なパルス列に変換する指令部と，指令部からのパルス列を受けてこれを回転角に変換するデジタルアナログ変換部（デジタルサーボ系），さらにこの回転角指令で実際の機械を動かすパワーサーボ系からなっている。

デジタルサーボ系は図5.2にその構成を示すように，サーボモータの回転角ならびに

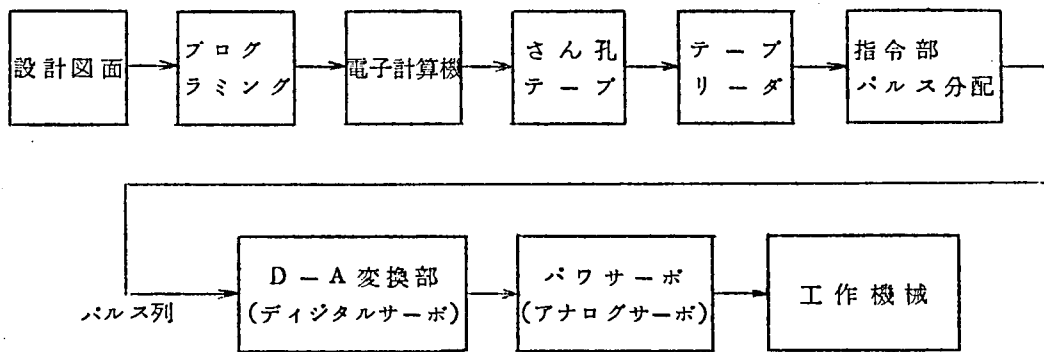


図 5.1 数値制御装置の系統図

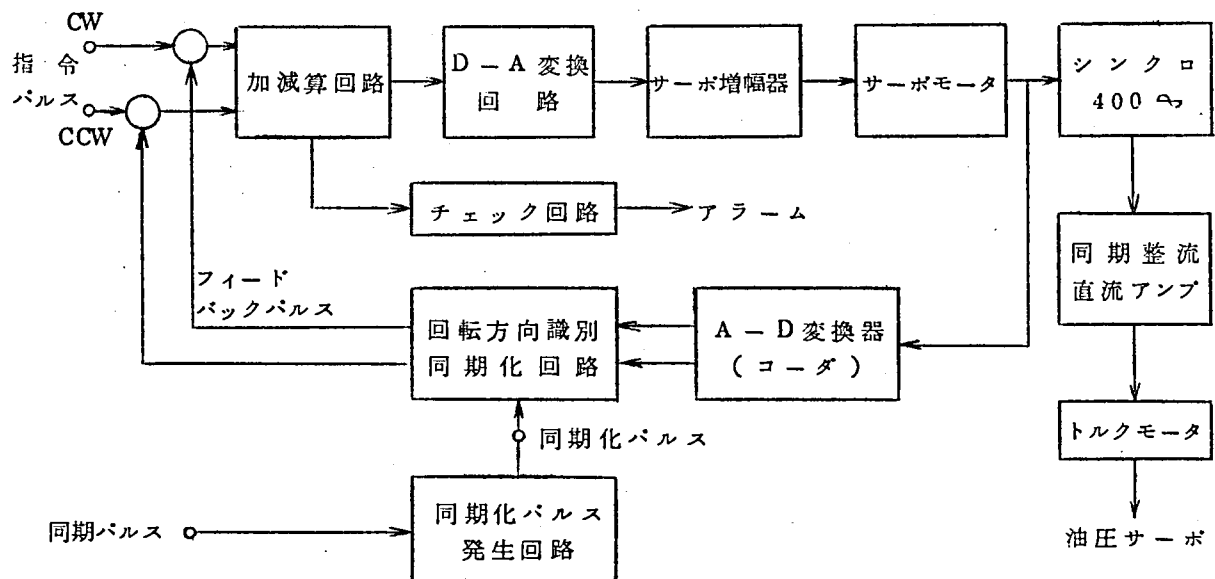


図 5.2 デジタルサーボ系の構成

回転速度をパルスで制御するフィードバックサーボ系である。加減算回路に入った指令パルスはデジタル量として記憶され、デジタル—アナログ変換回路によってアナログ電圧に変換される。この電圧はさらに増幅されてサーボモータを駆動する。一方、出力軸に連結したコーダ（A—D変換器）からはその回転角に応じたパルスを出し、指令パルスと重なることのないように同期化が行なわれた後、回転方向識別回路によって別々の端子にふりわけ加減算回路にフィードバックされる。したがって、加減算回路には指令パルスとフィードバックパルスの差に相当するデジタル量が記憶され、サーボ系はたえずこれを零にするように制御する。



パルス信号を回転角のようなアナログ信号に変換する広義のデジタルーアナログ変換器は、このような数値制御技術の発達によって生じた新しい技術分野である。当時ほとんどのものが回路素子として真空管を採用していたが、筆者はこれを全トランジスタ化する研究に着手した。わが国ではまだ出力用トランジスタや光電変換用半導体素子などは試作段階であり、またサーボモータも半導体で駆動するには適当でない性能のものしかなかった。筆者らは全トランジスタ化デジタルサーボ系の開発を進めるにあたり、図 5.2 に示す構成要素個々についても検討を加え、下記のような改良を行なった。<sup>2)</sup>

- (1) 400サイクル、低インピーダンスの2相サーボモータを指導して開発し、トランジスタサーボ増幅器で直結駆動できるようにした。
- (2) 全論理回路をプリント配線し、電源回路サーボ増幅器なども全てプラグインユニット化した。
- (3) 図 5.3 に示すような、小型、低慣性モーメントのコードプレートを開発し、

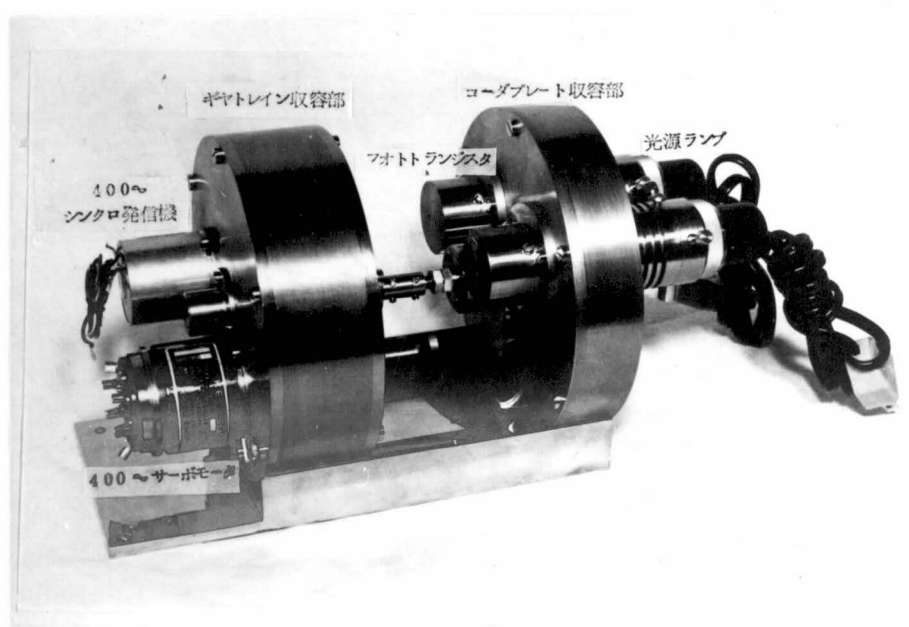
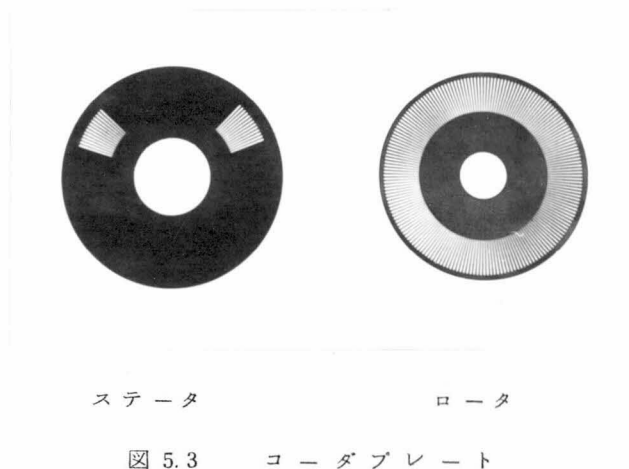


図 5.4      D - A 変換器

図 5.4 に示すような全密閉型構造の D-A 変換器としてまとめた。

- (4) 同期化パルス発生回路をサーボ系内に内蔵させ、指令部が故障してもサーボ系が暴走することのないようにして、信頼度を向上させた。

これらのうち大部分のものは、現在ではむしろ常識化している事柄であるが、当時の開発段階では、いずれも相当の困難をとまなり仕事であった。

図 5.3 に示したコーダプレートはともに  $1^\circ$  間隔のスリットを切っており、ステータの二つの窓のスリットは互に幾何的に  $0.5^\circ$  のずれがある。したがって、両コーダプレートを軸方向に重ね、ロータを回転したときそれぞれの窓から得られる透過光量は、 $2^\circ$  の回転を周期として三角波状に変化し互に電気角で  $90^\circ$  の位相差がある。したがって、両信号を回路的に処理することにより、回転方向に応じた端子から  $2^\circ$  の回転に対し一つのパルスを発生することができる。

このようなデジタルサーボ系の特性について簡単な検討を行なう。本装置の場合指令パルスの最高周波数は 512pps でフィードバック回路の同期化パルスの周波数はその 16 倍に選定されている。コーダから回転角に対応する信号がでて、この同期化パルスによっておきかえられるまでの間はフィードバックパルスがでない。すなわち、デジタルサーボ系は 8192% をサンプリング周期とするサンプリングサーボ系とみなすことができ、Z 変換法による解析的取扱いも可能である。<sup>51)</sup> しかしながら、この系の特性はほとんど可動部の機械的時定数によってきまり、この値はサンプリング周期に比べてはるかに大きい (10ms 以上) ために、連続系としての取扱いでも十分特性把握ができる。図 5.5 は線形連続制御系として表わしたブロック線図である。

1 定周期のパルス列を加えたときの偏差  $E(s)$  は

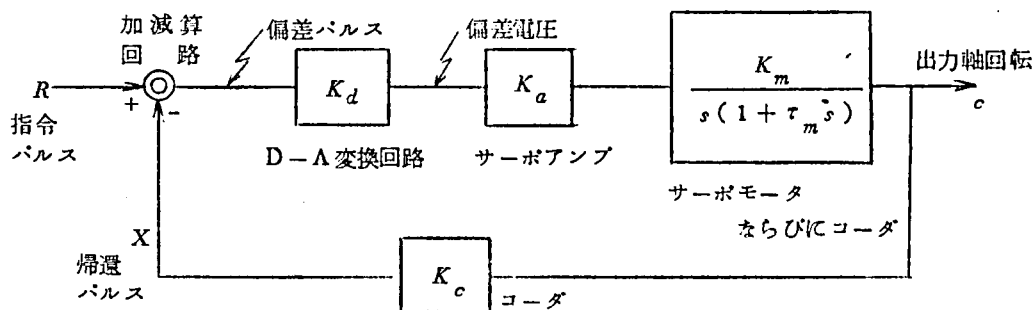
$$E(s) = \frac{s(1 + \tau_m s)}{\tau_m s^2 + s + K} \cdot \frac{1}{s^2} \quad \dots\dots\dots (5.1)$$

ただし、 $K = K_d \cdot K_a \cdot K_m \cdot K_c$

と表わせる。したがって、定常状態での速度偏差は

$$e_s = \lim_{s \rightarrow 0} s E(s) = \frac{1}{K} \quad \dots\dots\dots (5.2)$$

となる。また、このときの過渡応答は、



ただし  $K_d : 0.03 \text{ [ V/pulse ]}$        $K_c : \frac{90}{\pi} \text{ [ pulse/rad ]}$   
 $K_a : 75$        $\tau_m : 0.023 \text{ [ s ]}$   
 $K_m : 19 \text{ [ rad/V ]}$

図 5.5 線形化して表わしたデジタルサーボ系のブロック線図

$$\mathcal{L}^{-1} E(s) = \frac{1}{K} \left[ 1 + \sqrt{\frac{4K^2}{4\alpha K - \alpha^2}} \cdot e^{-\frac{\alpha}{2}t} \sin(\beta t - \varphi) \right] \quad (5.3)$$

ただし,  $\alpha = \frac{1}{\tau_m}$ ,  $\varphi = \tan^{-1} \frac{2\beta}{2K - \alpha}$ ,  $\beta = \sqrt{\alpha K - \frac{\alpha^2}{4}}$       (5.4)

となる。

最大過渡偏差は

$$e_{t_1} = \frac{1}{K} \left[ 1 + \sqrt{\frac{4K^2}{4\alpha K - \alpha^2}} \cdot e^{-\frac{\alpha}{2}t_1} \right] \quad \dots\dots\dots (5.5)$$

ただし

$$t_1 = \frac{\frac{\pi}{2} + \tan^{-1} \frac{2\beta}{2K - \alpha}}{\beta} \quad \dots\dots\dots (5.6)$$

となる。図 5.6 は式 (5.2), (5.5) による計算値と実測値を比較して示したもので、かなりよい一致を示している。

図 5.7 は上述したデジタルサーボ装置をふくむ数値制御工作機械の全景で、向って左から指令部、デジタルサーボ部、フライス盤、制御盤および油圧装置からなっている。

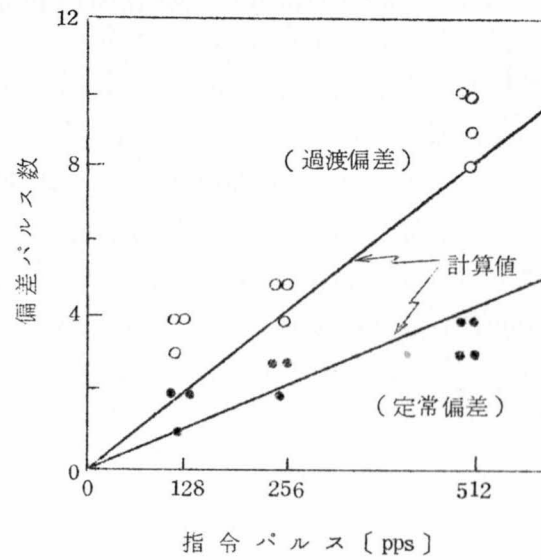


図 5.6 定常偏差と過渡偏差

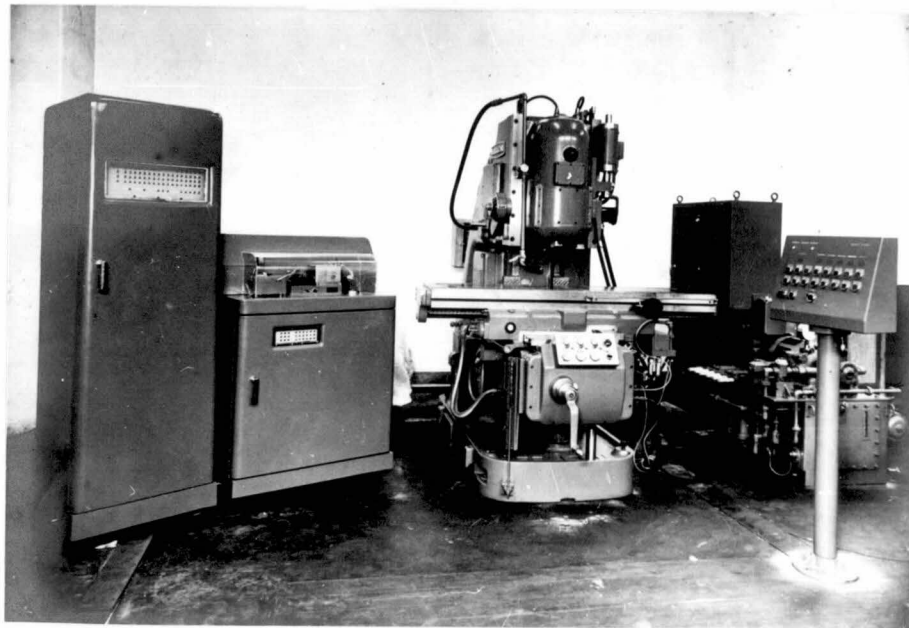


図 5.7 数値制御工作機械の外観  
(1959年東京国際見本市の出展)

### 5.3 二相ステップモータを用いた時分割多重化数値制御装置

数値制御装置は低価格化および安定化が最も急務の問題となっている。われわれは制御装置のデジタル情報処理部を時分割多重化方式で構成し、デジタル—アナログ変換部を先に説明した二相可逆ステップモータを用いた開回路方式で構成して、装置全体の部品数を低減するとともに安定化を実現することができた。

試作した装置は、工作機械の三次元輪かく切削制御を行なうためのもので、主な仕様を表 5.1 に示す。数値制御方式一般についてはすでに周知であるので、ここでは二相ステップモータによるデジタル—アナログ変換部について、とくに多重化したことによって生じる特徴点に重点をおき説明する。

表 5.1 試作時分割多重化数値制御装置の仕様

|              |                                   |
|--------------|-----------------------------------|
| 制 御 対 象      | 2 オフライス盤（日立製）                     |
| 制 御 軸 数      | 3 軸                               |
| 設 定 精 度      | 1 / 100 mm                        |
| 最大ストローク／ブロック | 655.35 mm（2 進 16 けた相当）            |
| パルス分配方式      | 直接補間                              |
| 多重可能台数       | 2 台                               |
| 切 削 速 度      | 直接速度指定方式 0 ~ 5 mm/s を 16 段階で指定可能  |
| 入 力 方 式      | 8 孔光電テープリーダー，2 進化 10 進符号で指令       |
| 回 路 方 式      | 時分割多重化基本回路，基本クロック 200 kc，最大多重数 24 |
| D - A 変換方式   | 二相ステップモータ                         |
| 工作機械駆動方式     | 油圧パワー，サーボ                         |

図 5.8 は本試作装置の構成図で、入力制御部、主記憶部、パルス分配部、およびステップモータ駆動部からなっている。入力制御部はさらに二台の光電式テープリーダーおよびその制御、入力同期化、10 進 2 進変換、符号選別ならびに運動方向指定回路、そのほか起動停止などの制御回路に細分される。主記憶部は  $\Delta X$ 、 $\Delta Y$ 、 $\Delta Z$  なる三軸の切削量を記憶するためのおのおの 16 ビットのレジスタ 3 台を 2 装置分と、2 装置分の切削速度指定を記憶するための  $v$  なる 8 ビットのレジスタからなる。

パルス分配部は指令クロック発生、切削速度指定回路、パルス分配用 16 けた 2 進カウンタ 2 装置分、パルス分配用ゲート、ならびに周速合成回路からなっている。

ステップモータ駆動部は、再同期化、駆動用論理回路ならびに出力回路からなり、 $X$ 、 $Y$ 、 $Z$  軸の 3 軸 2 装置分の駆動回路で計 6 台の二相ステップモータを駆動できる。すなわち、指令部のパルス分配出力は  $X$ 、 $Y$ 、 $Z$  3 軸に対し 2 チャンネルの並列信号となっているが、ステップモータ駆動用論理回路のより効率的な使用のため、再同期化を行ない、

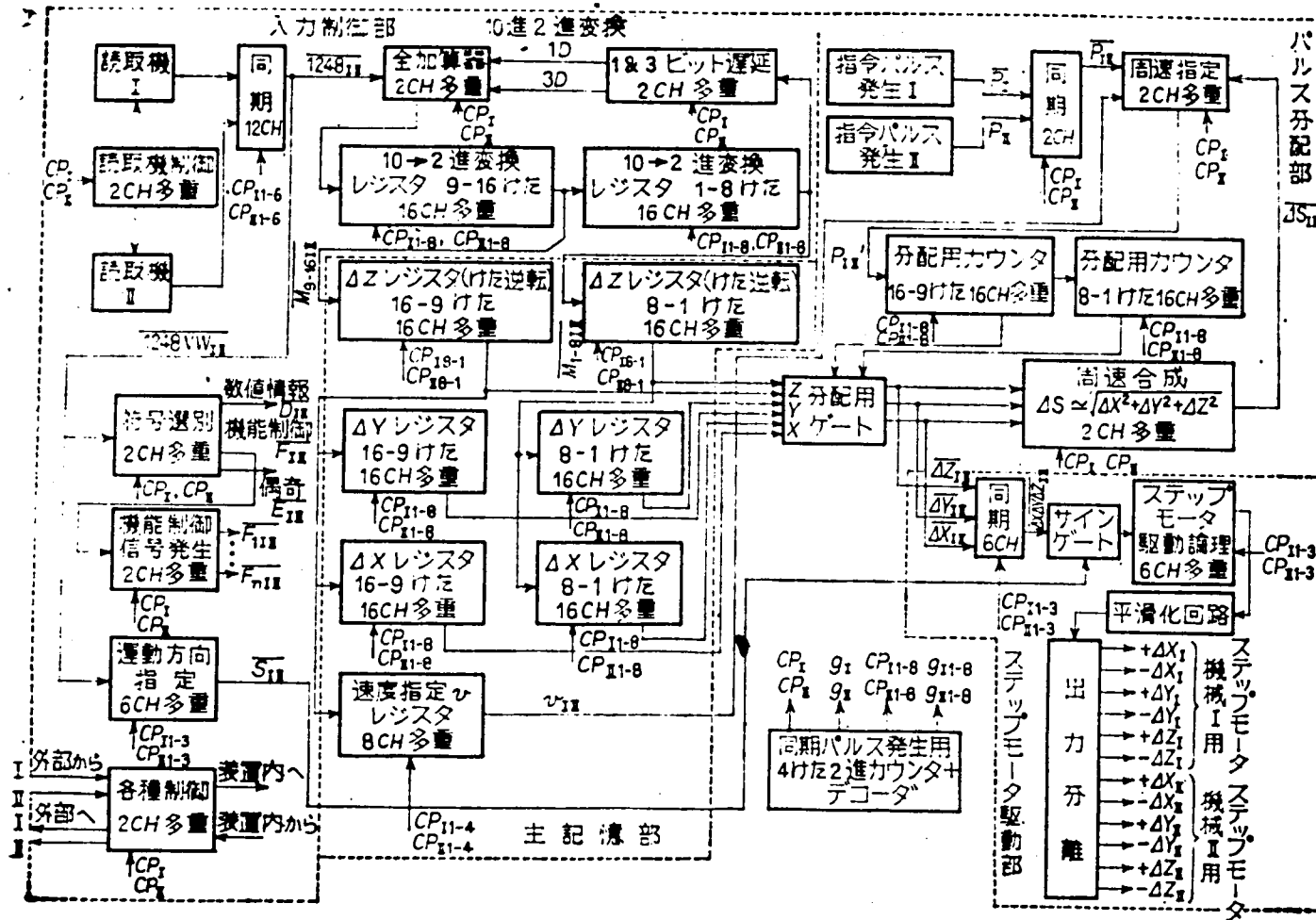


図 5.8 二相ステップモータを用いた時分割多重化数値制御装置の全体構成図

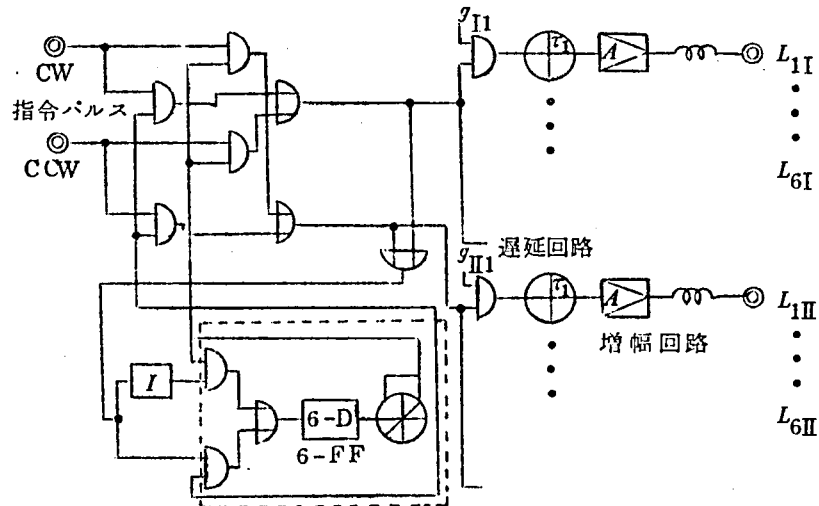


図 5.9 時分割多重化した二相ステップモータの駆動回路

$\Delta X_I, \Delta X_{II}, \Delta Y_I, \Delta Y_{II}, \Delta Z_I, \Delta Z_{II}$  なる分配パルスに対し、それぞれ  $I_1, II_1, I_2, II_2, I_3, II_3$  なる 6 個のチャンネルを割り当てる。駆動用論理回路は先に第 3 章で説明したように、もともときわめて簡単な上に出力増幅部以外論理回路内にはミリ秒におよぶパルスの持続を必要とする箇所がないので、ほとんどの部分が多重化可能である。図 5.9 は時分割多重化した二相ステップモータの駆動回路で、このような簡単な回路で 3 軸 2 装置分計 6 台のステップモータを同時に制御でき非常に部品数が低減される。図中点線で囲んだ 6-FF なる回路は 6 チャンネル多重フリップフロップである。<sup>4)</sup>

最終出力としてステップモータを駆動する際は、チャンネルごとに信号を分離並列化する必要があることはいうまでもない。

運動方向指定情報  $S$  はテーブルリーダーから読みだされると直ちに 6 チャンネルに多重化された形でレジスタに記憶され、そのままステップモータ駆動用論理と結びつけられる。

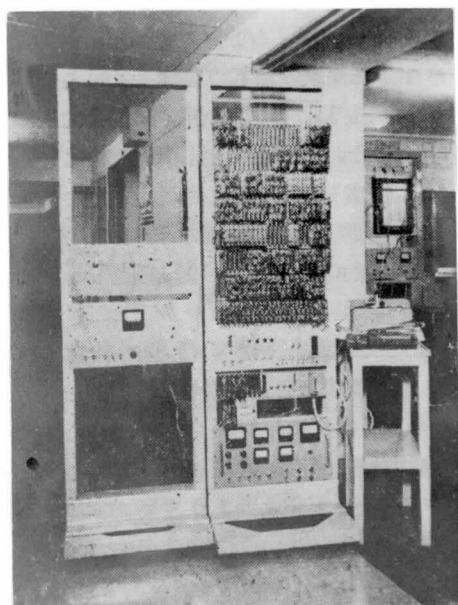
上述のように、二相ステップモータの駆動回路は三相ステップモータに比べ非常に簡単であるうえに、多重化構成に適しているために一段と部品数は低減される。さらにステップモータ自体小型で、特性が安定であり乱調現象がないという特徴をもっている。

二相ステップモータの 1 ステップの回転角は  $9^\circ$  であり、その出力軸は歯車を介して指令シンクロと歯数比 9:1 で結合してある。したがって、1 パルスにつきシンクロ回転角  $1^\circ$  が対応している。

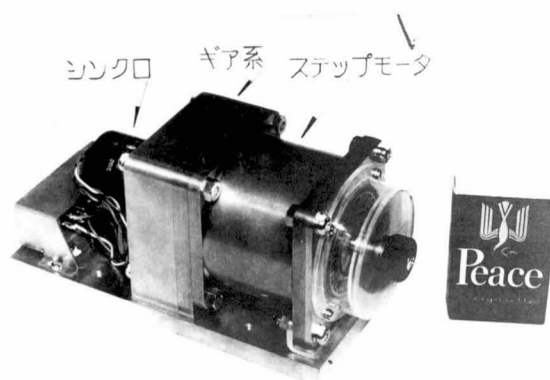
一方、工作機械のテーブルにはフィードバック用の受信シンクロが歯車を介して取付け

であり，テーブルの動き  $0.01\text{mm}$  に対して  $1^\circ$  回転するようになっている。そして両シンクロの角度差によって油圧サーボが作用するように構成されているので，テーブルはステップモータの回転に追従して動作する。このような電気-油圧パワーサーボ系と組み合わせ，2 1/2 フライス盤による総合切削試験を行なったが，切削試験中きわめて安定に動作し，上記諸特徴をうらづけるとともに十分実用に供しうるものであることを実証した。

図 5.10 (a) は本試作数値制御装置の外観写真で，向って右から光電テーブルリーダー，指令装置，およびステップモータ式デジタル-アナログ変換部である。図 5.10 (b) は二相ステップモータおよびシンクロ系の詳細を示す写真である。



(a) 試作装置の外観



(b) 二相ステップモータによる D - A 変換部

図 5.10 時分割多重化数値制御装置

#### 5.4 誘導電動機のステップ駆動方式による位置決め装置

数値制御位置決め装置は符号化された数値指令（デジタル量）をテープやカードによって読みとる。したがって，このデジタル量で与えられた数値指令を実際の機械の動きというアナログ量に変換するための制御方式としては，種々のものが考えられる。基本的



なものとしては、Digital absolute closed loop type , Analogue absolute closed loop type , Digital incremental closed loop type , Digital incremental open loop type, の4種がある。

Digital absolute closed loop type は、位置の検出を絶対数値で行なうもので、これはテーブル（被制御体）の全行程に番地がついていることに相当する。指令の数値と検出器の数値を直接比較してその差に相当する数値をD-A変換するので、両数値が一致したとき駆動部は停止して位置決めを完了する。本方式は0.01mm程度の設定精度をもつ位置決め方式として最も一般的なものである。閉ループを構成し、しかも絶対値帰還を行なっているので精度が高く電氣的なノイズなどに対しても安定である。

Analogue absolute closed loop type は、数値指令をいったんアナログ量に変換し、そのあとにアナログサーボ系を接続したものである。本方式は従来の装置への適合性があり、電氣的なノイズに対しても安定である。精度は数値比較を行なう方式より劣るが、適宜精粗用検出器を配備することにより改善している。

Digital incremental closed loop type は、検出器出力が数値ではなく、パルスの形で得られる点が Digital absolute closed loop type と異なる。したがって、本方式では検出器より得られるパルス数を計数して指令数値と比較するので、制御系に入る電氣的なパルスノイズはそのまま偏差となり累積する。本方式に用いられる検出器の精度は一般に高く、0.01mm以上の高精度位置決め用の方式として多く用いられている。

Digital incremental open loop type は、ステップモータによるもので、入力 は数値指令をパルス列（パルス数）に変換して与えられる。したがって、ステップモータの1ステップの回転角がテーブルの動きの最少単位に対応するようにこの間の歯数比を選んでおけば、テーブルは加えられたパルス数に対応する長さだけ送られ停止する。本方式については次節で述べるが、検出器は必要ないので装置は簡単になる。

短時間に高精度の位置決めを完了するためには、目標位置近くまでは高速で駆動し、目標位置まじかで急に減速して精度良く停止させることが必要である。すなわち、駆動部としては応答が早く非常に大きな変速比（1：1000位）をもつ必要がある。変速機は大別して電気式、機械式、油圧式にわけられる。このうち電気式は保守操作の容易である点で他のものよりすぐれ、特に位置決め用に限ればほぼ電気式がその主流になりつつある（輪かく切削用では応答の点で現在ではまだ油圧式が主流のようである）。

電気式の変速機として代表的な直流電動機は制御性がよいが、他のものに比べ装置が大きくなり高価になる。また誘導電動機は小型で安価であるが、一般に低速制御が困難である。いずれにしても1:100以上の変速比を要する工作機械の位置決め用としては、変速しうる速度範囲が不足で、通常は変速比の異なる歯車系をクラッチで切換えたり、高速用と低速用に別々の電動機を用いたりしている。

ところが、数値制御位置決め用駆動部は最終位置決めの際必ずしも速度むらのない超低速駆動を必要としない。これは1ステップの動作を数ミリ秒のうちにこなすステップモータが、最終位置決め用電動機として好適とされていることから理解できる。すなわち、速度には無関係にその電動機により駆動できる最少の距離が設定精度以内にあることだけが必要である。誘導電動機でもステップ状に駆動して、定格トルクで設定精度以内の長さの駆動ができるならば、closed loop方式の最終位置決め用として用いることが可能になる。

第4章に説明した誘導電動機のステップ駆動方式をこのような用途に使用するためにはステップ状に駆動する最少回転角をどの程度にすべきかを検討する。

|                    |                         |
|--------------------|-------------------------|
| 最高送り速度             | $v_M \text{ [ m/min ]}$ |
| 設定精度               | $\Delta \text{ [ m ]}$  |
| 電動機の定格回転速度         | $N_s \text{ [ rpm ]}$   |
| リードスクリュのピッチ        | $d \text{ [ m/rev ]}$   |
| 電動機軸とリードスクリュ軸間の変速比 | $n$                     |

とすれば、

$$N_s = \frac{v_M}{d \cdot n} \quad \dots\dots\dots (5.7)$$

である。したがって、設定精度範囲の駆動ができるためには、電動機軸の最少回転角  $\theta_0$  は、

$$\theta_0 = \frac{360 \Delta N_s}{v_M} \quad \dots\dots\dots (5.8)$$

となる。設定精度  $\Delta$  を  $0.01 \times 10^{-3} \text{ m}$ 、 $N_s$  を 1500 rpm として、最高送り速度  $v_M$  を 5 m/min にするためには  $\theta_0$  は  $1^\circ$  以内にできれば良く、十分本駆動方式が使用できることが

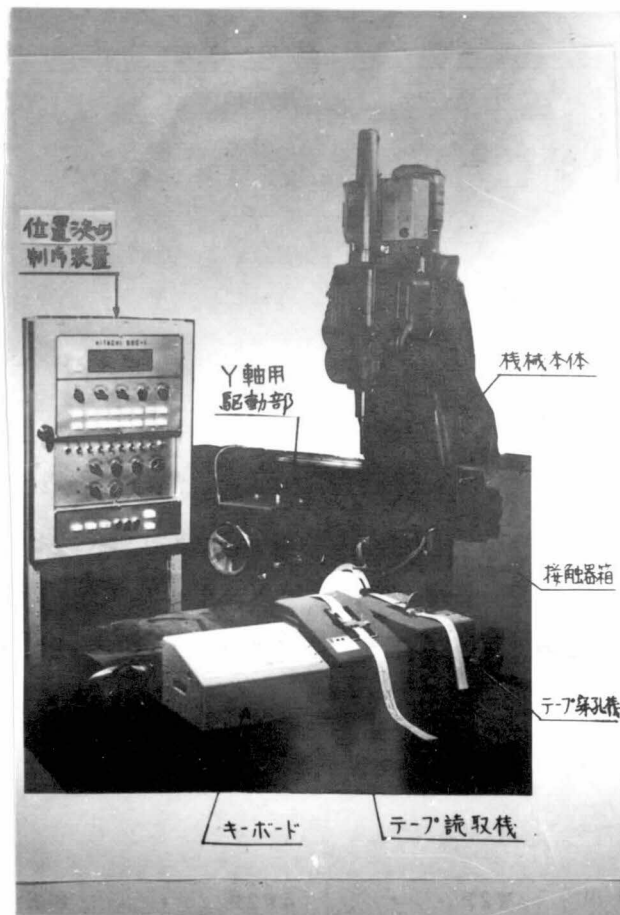


図 5.11 誘導電動機のステップ駆動方式による  
数値制御位置決め装置

わかる。

図 5.11 はこのように誘導電動機を早送り用および位置決め用として共用した Digital absolute closed loop type の位置決め装置である。駆動部分は図 5.12 に示すように非常に簡単であるが、信頼度高く動作することを確認できた。

図 5.12 において  $S_u$  ,  $S_v$  は誘導電動機を高速駆動（同期速度近く）とステップ駆動（100rpm 以下）に切りかえるためのリレーで、 $S_a$  ,  $S_b$  は回転方向切換え用のリレーである。位置決めを行なうときには、指令に応じて回転方向を  $S_a$  ,  $S_b$  により設定するとともに、両サイリスタを  $S_u$  ,  $S_v$  で短絡して高速で駆動し、偏差が所定の範囲内になったときリレー  $S_u$  ,  $S_v$  をオフにする。それと同時に両サイリスタに点弧パルスを与えて Impulsive Drive の状態に移るので電動機には、制動力が作用し急速に減速する。最終位置 近辺になれば、点弧角を制御してステップ状の回転角を僅少にし精度良く所定

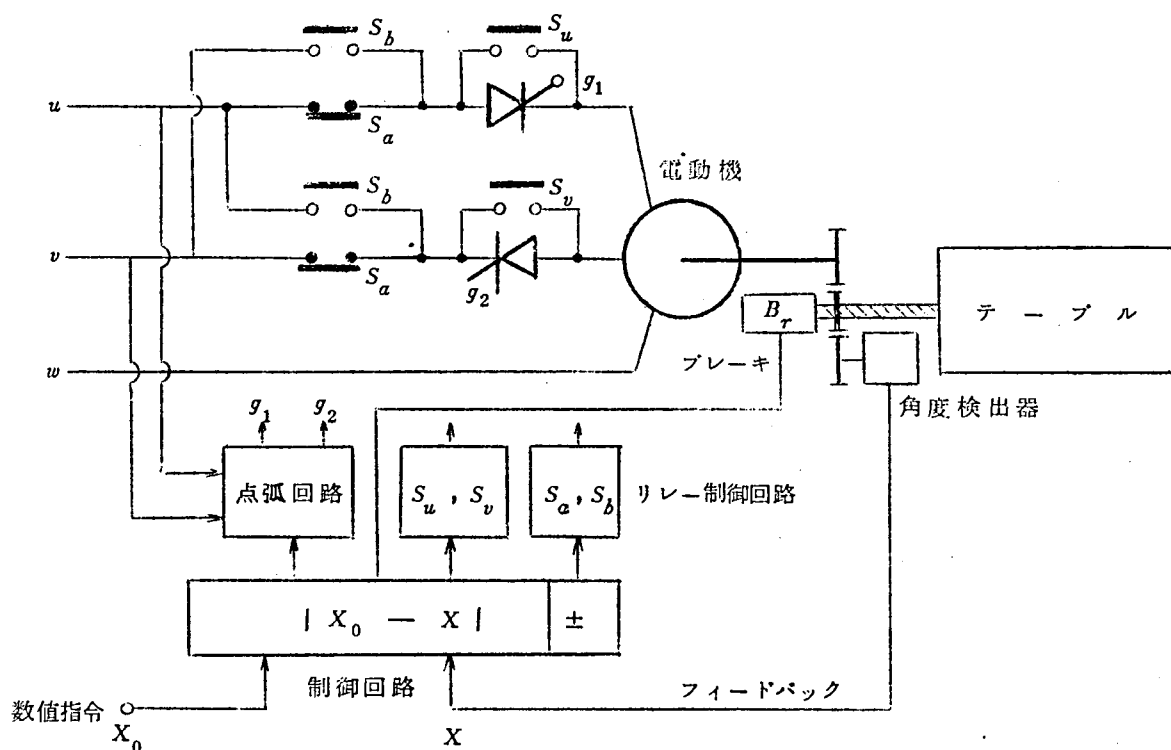


図 5.12 誘導電動機のステップ駆動方式による位置決め装置

の位置へ停止させることができるわけである。

さらに進んで本駆動方式を低速領域での速度制御法として用いることもできる。ボーリング機械などのドリル送りの電動機は、工作物近くまでは高速駆動し、加工中は  $\frac{1}{100}$  ないしはそれ以上に減速した所定の速度で回転する必要がある。本応用例の場合は加工開始時と終了時に負荷が急変するので、速度変動が大きいとドリル切損の原因となる。

先に第4章4.4.2項で説明したように、速度検出器からの検出信号と指令信号とをつきあわせ制御することにより、負荷の $\pm 50\%$ 程度の変動に対して、速度変動を $\pm 10\%$ 以内に制御できることを確認できた。<sup>39), 41)</sup> 従来油圧サーボ系などを用いていたこの種の装置も全電気式でしかも安価な電動機と駆動装置により置きかえられる日も近い。

## 5.5 パワーステップモータの駆動装置の簡略化

数値制御位置決め装置などデジタル制御における操作器としては、装置が簡単で保守

の容易な電気式が広く用いられるすう勢にある。この種の操作器としては、起動停止の応答が早いこと、高速と微低速が得られ停止位置での保持トルクが大きいこと、そして安価なことが要求される。

ステップモータは上述の要求をだいたい満たして、さらに検出器が不要になるなどすぐれた特徴をもっているが、本質的に振動が大きく効率が悪いために一般には動力用としては不向きであると考えられる。しかしながら、用途によっては使い方でこれらの欠点が問題にならない場合もあり、現に古くから米国では製品化して実用しており、<sup>9)</sup> また国内でもいくつかの報告がある。<sup>52), 53)</sup>

このような動力用を目的としたステップモータでは、駆動装置がかなり大規模になり、この部分における消費電力も大きくなるために、簡単で安価という特徴が段々にそこなわれてくるといふ問題がある。以下、主としてこのような問題点について検討する。

三相ステップモータの駆動方式については、すでに説明したが、動力用ステップモータの場合巻線電流はかなり大きくなるので、駆動素子としてはサイリスタを用いるのが適切である。ただサイリスタは周知のようにターンオフの時に相当大きな信号電力を必要とするので、あまり複雑な論理回路を用いるのは得策でない。

図 5.13 はサイリスタを用いた一相励磁駆動回路の構成である。サイリスタで三相リングカウンタを作り、パルスのふりわけもそのアノード端子の電圧をゲート信号として用いているので、回路は非常に簡単になっている。巻線の直流抵抗  $R$  は非常に小さいので、電源電圧は停止状態ではその電圧降下分に相当する数ボルトを印加するだけでよい。しかしながら、巻線のインダクタンス  $L$  は非常に大きく、その時定数は 0.1 秒程度にもなる。したがって、サイリスタによって巻線にステップ状の電圧が次々に印加されても、流れる電流は指数関数的な立ちあがりになるために、周波数がたかくなると実効的な起磁力が激減する。高速回転状態でも十分なトルクを出すためには、この電流の立ちあがりをよくする必要がある。巻線に直列に時定数補償用の抵抗  $R_0$  をそう入し、その分だけ電源電圧をあげることは、その一つの方法であるが、停止状態のときないしは低速回転のときにもこの抵抗で電力を消費し、効率がますます悪くなる。したがって、動力用ステップモータでは「入力パルス周波数に応じてステップモータの静的、動的特性が最適になるように制御する」ことが必要になる。具体的には

- (1) 電源電圧を高周波領域ではあげ、低周波領域ではさげることによってあらゆる周波数でみかけ上定電流駆動されるようにして所要のトルクをうる。

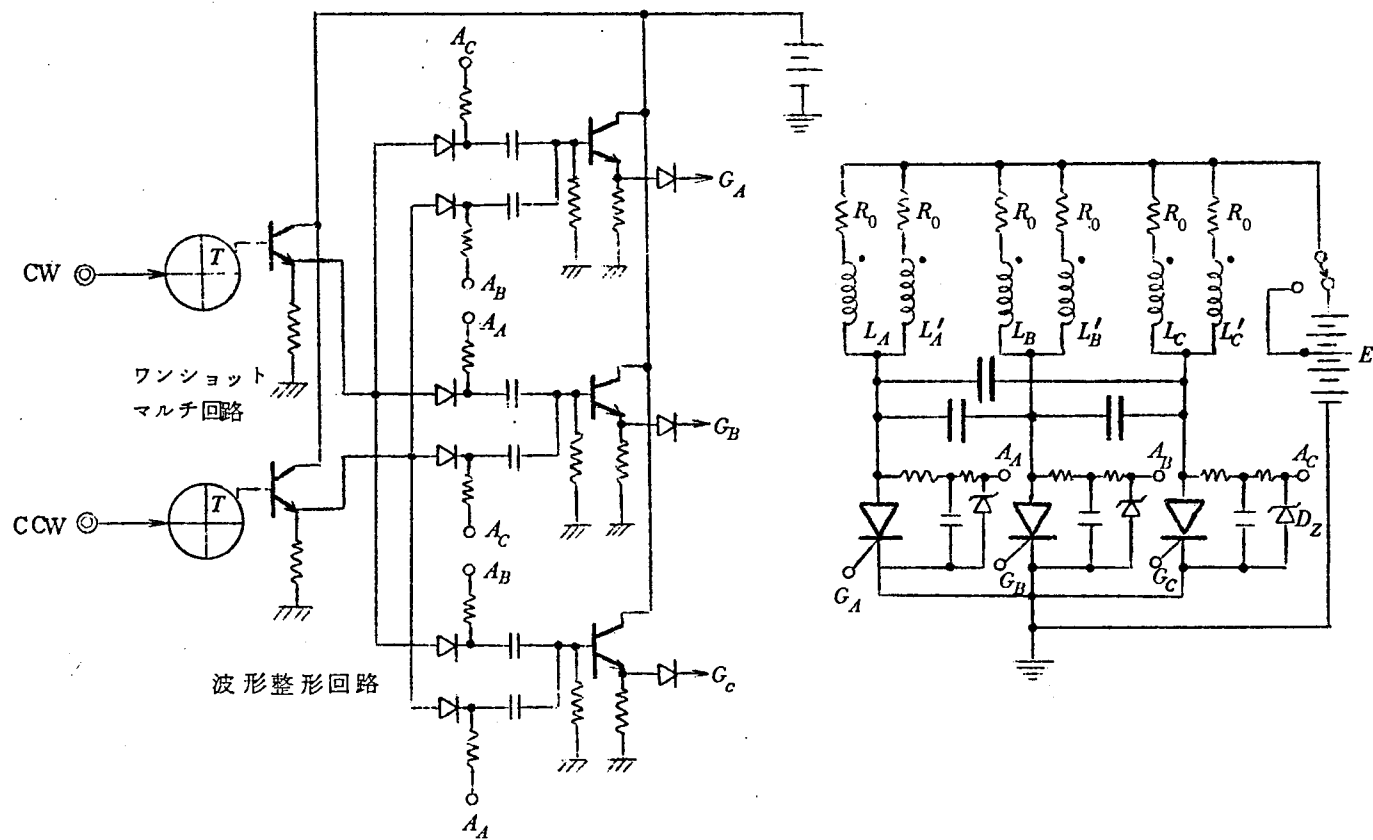


図 5.13 パワーステップモータ駆動回路図

(2) 軸応力などより負荷トルクを検出し，印加起磁力の大きさを制御できるようにして効率をたかめる。

(3) 乱調をおこすような特定の周波数範囲では，印加起磁力の大きさを制御して，トルク慣性比で定まる固有共振周波数を移し，共振をさけて動作させる。

などが考えられる。

高速運転と低速運転，および停止をくりかえす位置決め用操作器として，パワーステップモータを開発するには，電源をふくめた駆動装置をできるだけ簡単なものにする必要があり，下記のような簡略化した装置を開発した。

図 5.14 はその概略図で，ステップモータはその巻線にほぼ常時供給される比較的低下の電源  $E_0$  と，ステップモータの動作状態に応じて断続され高抵抗を通して供給される高圧の電源  $E_1$  によって駆動される。停止時ないしは非常に低速度で駆動されているときには，巻線の非常に小さい抵抗を通して低下電源から所要の電流が供給され十分なトルクを発生する。入力パルスの周波数が高くなると，低下電源からの電流は巻線の時定数のために急減するので，これを検出して高圧電源が接続されるようにする。高圧電源の方は高抵抗  $R_0$  を通して供給されるので，時定数は小さくなり電流がますので，トルク特性は高周波領域までのびる。このようにステップモータの動作周波数によって電源電圧を制御し，

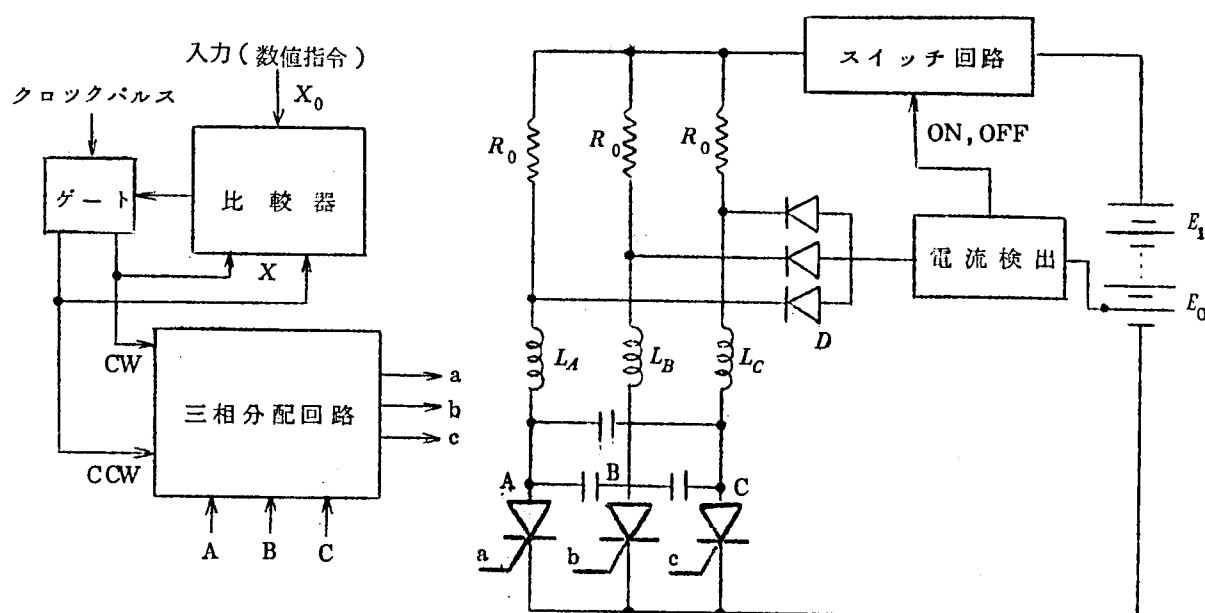


図 5.14 二電源式ステップモータ駆動装置

所要のトルクを得ているので、全装置の電源容量が小さくなり簡略化される。

図 5.15 はこのような電源電圧を制御するステップモータ駆動装置を用いて、数値制御位置決め装置を構成したもので、指令パルス制御部分、電源電圧制御部分、およびステップモータ駆動部分からなっている。<sup>29)</sup> 指令パルス制御部分は、テーブリーダーなどによって与えられた移動量  $X_0$  に相当する数値と、実際にステップモータが指令パルスによって回転した量  $X$  に相当する数値を比較して、その差  $\Delta X$  の大小によりステップモータの電源電圧を制御するとともに、図 5.16 に示すようなパルス周波数調整回路により指令パルスの周波数をも制御する。すなわち、偏差  $\Delta X$  が大きいときは、電源電圧をあげるとともに指令パルスの周波数を高くする。また、停止点近くで  $\Delta X$  が小さくなれば電源電圧をさげて指令パルスの周波数も低くし、所要の位置に安定かつ効率よく停止させることができる。

図 5.16 のパルス周波数調整回路は、PNPN 素子を用いた定電圧スイッチ回路により、し張発振回路を構成したもので、その動作の詳細は第 6 章で説明する。

なお、上述の位置決め装置において、 $\Delta X$  が零になるまでに通過した指令パルスの数を上記  $X$  に相当するものとして用いる場合は、ステップモータ自体は開ループの制御要素と

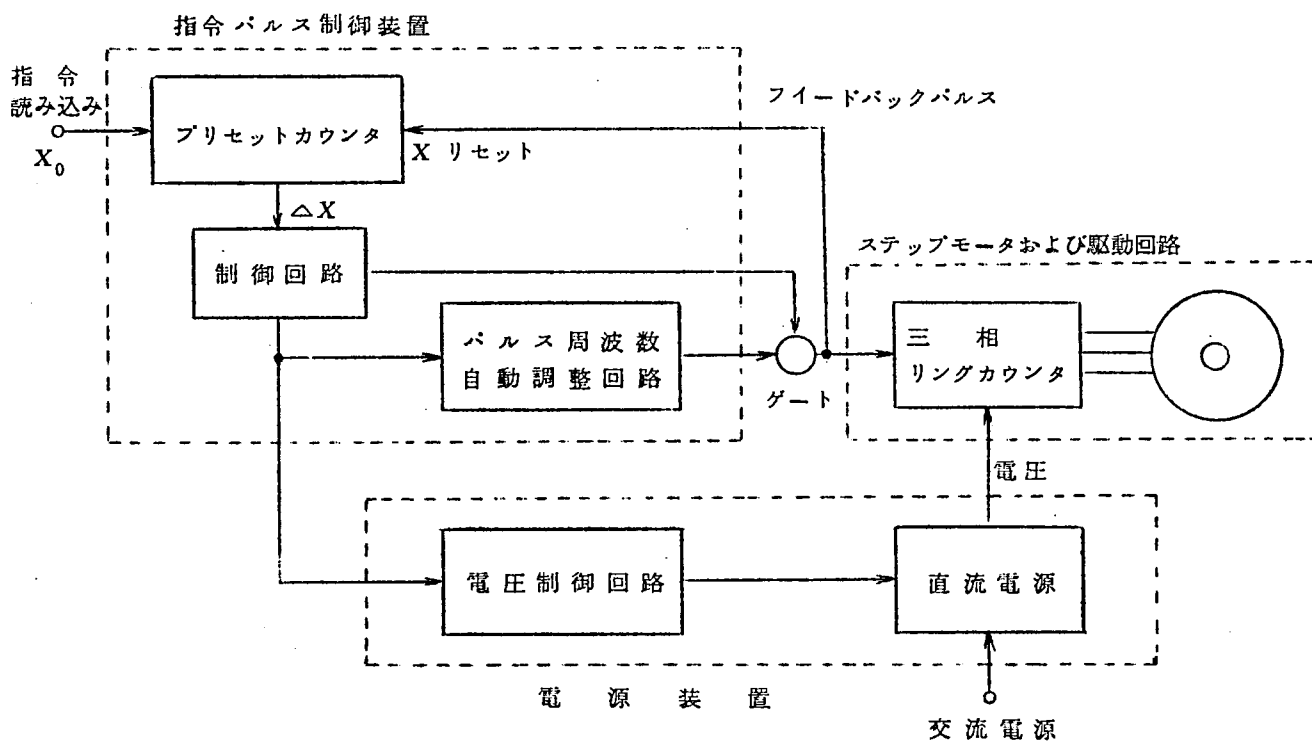


図 5.15 ステップモータによる位置決め装置構成図



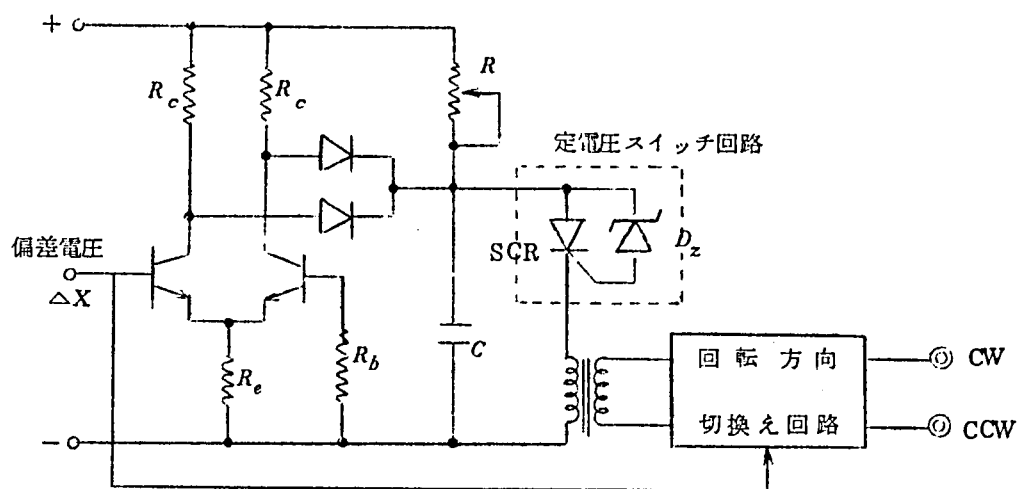


図 5.16 パルス周波数調整回路

なり、誤動作に対する補償はない。ただ、この方式はステップモータの機能を最大限に用いているので、全制御系を比較的簡単に構成できる利点がある。

一方、ステップモータの出力軸ないしは負荷に直接検出器をつけて、これより $X$ を求める場合には、ステップモータは完全にこの制御ループの中にふくまれることになる。

京都大学、桑原教授らは、このようにステップモータを閉ループ制御要素として用いた速度サーボ系について研究を行ない、上述のごとくサーボ系の偏差によって指令パルスの周波数を変調することにより、動特性を大幅に向上させることができることを理論的にも確認している。<sup>54)</sup>

## 5.6 結 言

デジタル制御用機器の数値制御装置への応用について、輪かく制御と位置決め制御にわけて記述した。いずれもその開発段階においては大きな特徴をもち、これらの装置の実用化への布石となったものである。

また、これらのデジタル制御用機器はいずれも単に数値制御に対する応用にとどまらず、広い工業分野で装置の簡略化、高信頼度化に役立っている。

## 第 6 章

### デジタル制御用機器の駆動素子と回路方式

## 第 6 章 デジタル制御用機器の駆動素子と回路方式

### 6.1 緒 言

デジタル制御分野における回路の同期化，時間設定用として遅延パルス発生回路が使われる。サイリスタの通電角を制御するための点弧位相制御回路もその一応用と考えられる。サイリスタの大容量化，信頼度の向上に従い，これらの分野でもその制御回路を含むすべての回路を半導体化し，小形で安定な装置をうることが時代のすう勢になっている。

本章ではまずパワーステップモータの駆動装置に関連して，種々の負荷状態におけるサイリスタのスイッチ特性を実験的に検討し，ゲートパルスとの関係，特に所要パルス幅に対する考え方をあきらかにする。

次に，パワーステップモータの電源装置および誘導電動機のステップ駆動に関連して，遅延パルス発生回路をいわゆる P N P N 負性抵抗素子で構成し，従来の磁気増幅器方式などに比べ小形軽量で速応性のある回路を開発した結果について述べ，このような半導体素子を使った場合の問題点を素子の特性との関連において検討する。

まず，ゲルマニウム P N P N 素子については，その温度特性を中心に検討し温度補償形の回路構成を提案している。本回路はほとんどゲルマニウム素子としては限界温度と考えられる  $60^{\circ}\text{C}$  まで，相当大幅な特性のばらつきのある素子についても安定に動作させることができる。

次に，シリコン P N P N 素子については，スイッチング速度を改善する問題を中心に検討する。サイリスタの適用分野が大容量化した場合，素子の直並列運転が必要になり，これらを点弧するパルス波形が問題になるわけで，遅延パルス発生回路の定電圧スイッチ回路にフィードバック法を考案して  $0.5\ \mu\text{s}$  以下の立上がりの出力パルスをうることができた。これはこの種の回路素子として最も一般的なユニジャンクショントランジスタより約 1 けた速い。

最後に本遅延パルス発生回路の応用としてサイリスタ用点弧位相制御回路を構成し，そのパルス位相の制御法として時定数制御方式を提案する。本方式は遅延パルス発生回路素子に対する仕様を大幅に軽減し，制御入力に対する速応性があるので，容易に半波用および全波用の点弧回路を構成することができる利点がある。

さらに点弧回路の出力パルスを，複数列のサイリスタのゲート端子へ適宜選択的に分配しうる回路方式を提案し，この種の装置の簡略化に役立つことを示している。

## 6.2 サイリスタのスイッチ特性

### 6.2.1 直流スイッチ特性

サイリスタがターンオンする場合のスイッチ時間  $t_{ON}$  は，図 6.1 に示すようにゲートへ与えられるパルスの立上り点からアノードに電流が流れはじめるまでの遅延時間  $t_d$  と，それから定常電流  $I_F$  に到達するまでの立上り時間  $t_r$  からなる。ゲートパルスの振幅  $V_G$  がサイリスタをターンオンさせるのに必要な限界の振幅程度に小さいと  $t_d$  は大きく，振幅をますます小さくする。  $t_r$  はほぼ一定の値をとるので，ゲートパルスの振幅  $V_G$  は許容される範囲内でできるだけ大きくして，  $t_d \ll t_r$  の状態で使うのが普通である。ゲートパルスの幅  $\tau_G$  は，順方向アノード電流  $I_F$  がスイッチング閾電流値  $I_h$ （静的に定義された保持電流  $I_H$  とは区別して用いる。）より大きくなるまで必要である。したがって，  $\tau_G$  は  $t_{ON}$  より大きくなるようにしておけば問題ないが，サイリスタの負荷が誘導性で抵抗分  $R[\Omega]$  とインダクタンス  $L[H]$  の直列回路からなり，その回路時定数  $T_L = \frac{L}{R} [s]$  が，サイリ

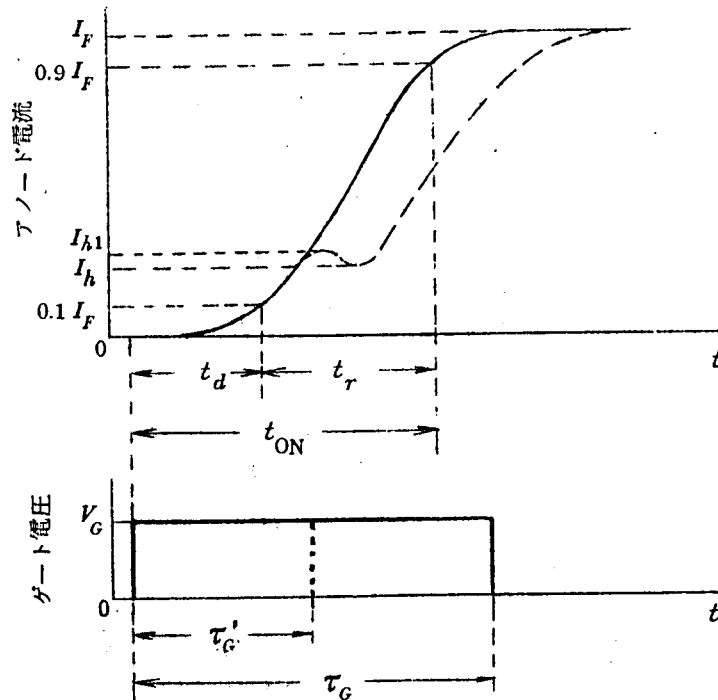


図 6.1 サイリスタのターンオン時の電流波形

スタ電流の立上り時間  $t_r$  に比べて十分大きく、さらにサイリスタの導通時のアノード・カソード間電圧降下が直流電源電圧  $E$  [V] に比べて無視できる場合は、ターンオン時に流れるサイリスタの電流  $i_F(t)$  は式 (6.1) で表わせる。

$$i_F(t) \cong \frac{E}{R} \left( 1 - e^{-\frac{t-t_d}{T_L}} \right) \cdot H(t-t_d) \quad \dots\dots\dots (6.1)$$

$$\text{ただし} \quad H(t-t_d) = \begin{cases} 0 & t \leq t_d \\ 1 & t > t_d \end{cases} \quad \dots\dots\dots (6.2)$$

したがって、 $t_{ON}$  は  $i_F(t) = 0.9 \frac{E}{R}$  から

$$t_{ON} \cong t_d + 2.3 T_L \quad \dots\dots\dots (6.3)$$

すなわち、 $T_L$  が大きくなると  $t_{ON}$  も大きくなるので、ゲートパルス幅が問題になってくる。

ゲート入力を方形パルスで与えるときの所要ゲートパルス幅  $\tau_{GM}$  は、式 (6.4) で表わすことができる。

$$\tau_{GM} = t_d + t_{rh} + t'_{rh} \quad \dots\dots\dots (6.4)$$

ここで  $(t_d + t_{rh})$  はアノード電流  $i_F(t)$  が  $I_h$  まで到達するのに要する時間で、このうち  $t_{rh}$  は式 (6.1) から

$$t_{rh} = \left| T_L \ln \left( 1 - \frac{I_h \cdot R}{E} \right) \right| \quad \dots\dots\dots (6.5)$$

で与えられる。 $t'_{rh}$  はゲートパルスがオフするときの影響に対する補正項である。すなわち、ゲートパルス幅が  $t_{ON}$  より小さい場合には、サイリスタの動作点は図 6.1 に示すようにまだ能動領域にあり、 $t = \tau'_G$  の時点でゲート入力が入力されると一時電流が減少する。サイリスタがターンオンするための条件としては、この場合の最少電流が  $I_h$  より大きいことが必要であるから、その補正分を  $t'_{rh}$  で与えている。

負荷の時定数  $T_L$  が大きいときは  $\tau_{GM}$  が大きくなり、所要のゲート点弧パルスを発生する回路は非常に複雑高価になる。このような場合には負荷に並列にコンデンサ、抵抗をそり入してサイリスタに流れる電流の立上りを見かけ上改善し、 $\tau_G$  としては幾分余裕のある設計をするのが普通である。しかしながらこれらの付加回路は、最少必要限度にとどめないと回路損失がまし回路が複雑になるので、実現可能なパルス幅  $\tau_G$  とのバランスを考えたい。

経済的設計を行なうべきである。

以下このような観点から、種々の負荷状態のもとでサイリスタの直流スイッチ特性を実測した結果の数例を示す。実験はすべてアノード印加電圧 50 V，負荷抵抗 500  $\Omega$  で行ない，ゲートパルスは E.H. Research 社のパルスジェネレータ Model 130 (立上り時間 10 ns) によって与えた。

図 6.2 は純抵抗負荷状態でのゲートパルス幅とアノード電流の関係を連続的に測定したもので，上述したスイッチング閾電流値  $I_h$  を求めることができる。

図 6.3 は代表的な素子について測定した結果で， $I_{h1}$  の値はゲートパルスの振幅によってかわるが， $I_h$  の値はほぼ一定であることがわかる。

図 6.4 (a)，(b) は誘導性負荷 ( $T_L = 0.2$  ms， $L = 100$  mH) の場合のアノード電流  $i_F$  およびアノード電圧  $v_F$  のスイッチング波形である。(a) はゲートパルスの振幅  $V_G$  を連続的にかえた場合で遅延時間  $t_d$  の大きくなる様子がわかり，(b) はゲートパルス幅  $\tau_G$  を連続的にかえた場合で，ターンオンさせうる限界のパルス幅を与えたときの，アノード電流電圧特性がよくわかる。

図 6.5 (a)，(b) は容量性負荷 (コンデンサと抵抗を直列接続する) の場合で，(a) はいったんターンオンしたサイリスタが，アノード電流  $i_F$  の減少とともにターンオフする様子をコンデンサ容量をかえて測定したものであり，この方法によってスイッチング閾電流値  $I_h$  の測定が容易に行なえる。(b) はゲートパルス幅を  $t_{ON}$  より小さい範囲でかえてターンオン波形を観測したもので，純抵抗負荷の場合とほとんど同じ特性を示すことがわかる。

最後に図 6.6 は  $T_L = 0.2$  ms の誘導性負荷に抵抗とコンデンサの直列回路を並列に接続して，10  $\mu$ s のパルス幅のゲートパルスでターンオンする様子を測定したものである。本測定回路では 0.05  $\mu$ F 位がターンオンさせるのに必要な限界の容量になっており，全負荷を純抵抗負荷と等価にするのに必要なコンデンサ容量 0.4  $\mu$ F よりも約一桁小さくてよいことが

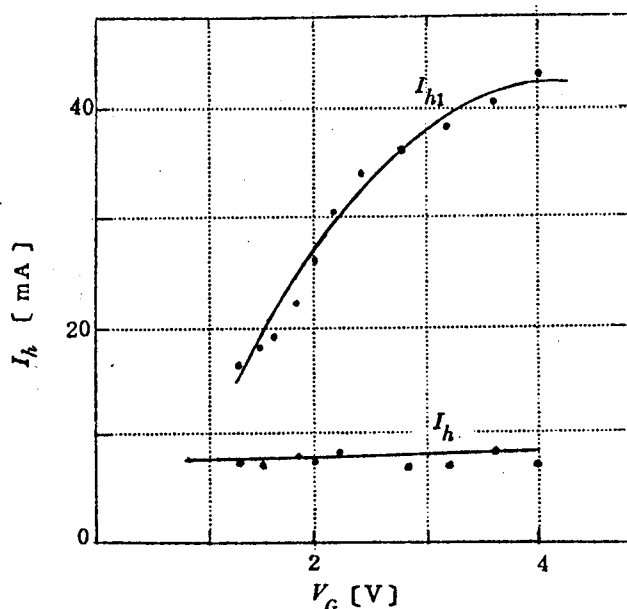


図 6.3 スイッチング閾電流値の測定結果

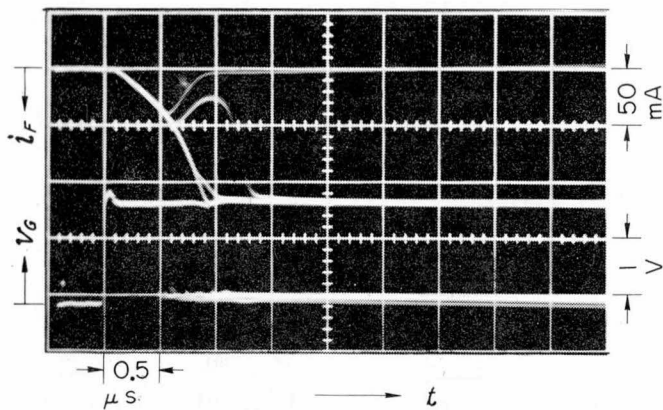
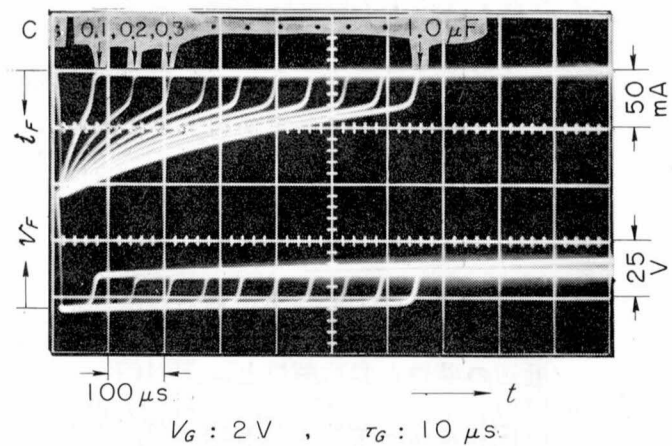
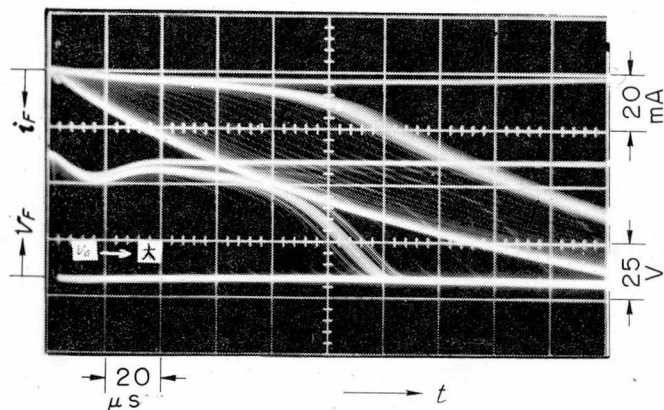


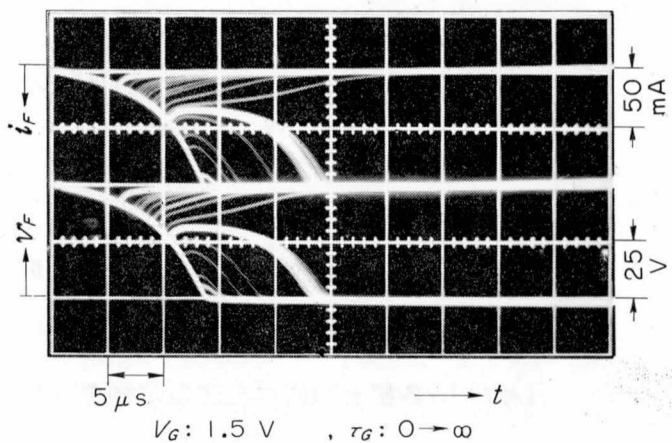
図 6.2 ゲートパルス幅をかえたときの、アノード電流のスイッチング波形



(a) For various condenser capacity

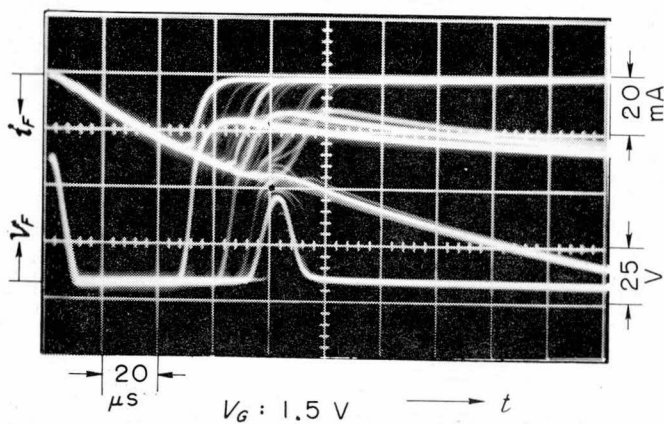


(a) For various gate pulse amplitude



(b) For various gate pulse width

図 6.5 R-C 直列負荷の場合のサイリスタのターンオン電圧電流波形



(b) For various gate pulse width

図 6.4 R-L 直列負荷の場合のサイリスタのターンオン電圧電流波形

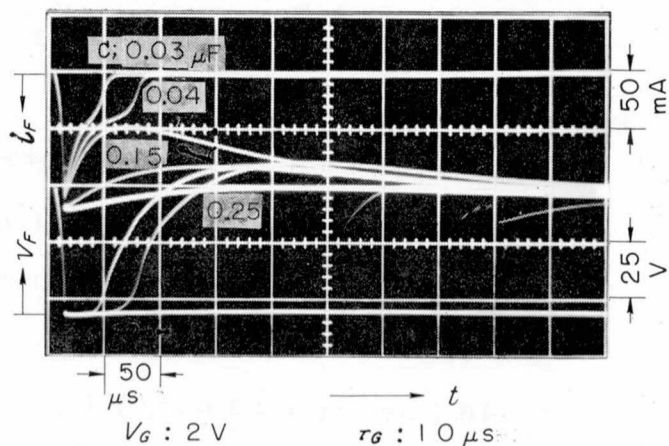


図 6.6 R-L, R-C 並列負荷の場合のサイリスタのターンオン電圧電流波形

わかる。

以上あげた測定例からも予想されるように、 $I_h$ の値は大体一定値になっているが、素子によっては負荷状態に応じてわずかに変化することがある。これは図 6.7 に示すサイリスタの静特性において、負性抵抗領域から導通領域へ移る近辺の特性と負荷特性との相対的な関係によって生ずるものと考えられ、 $I_V \geq I_h \geq I_H$ の範囲の値をとる。一般には  $I_V \simeq I_H$  であるから  $I_h \simeq I_H$  としても大きな間違いはない。

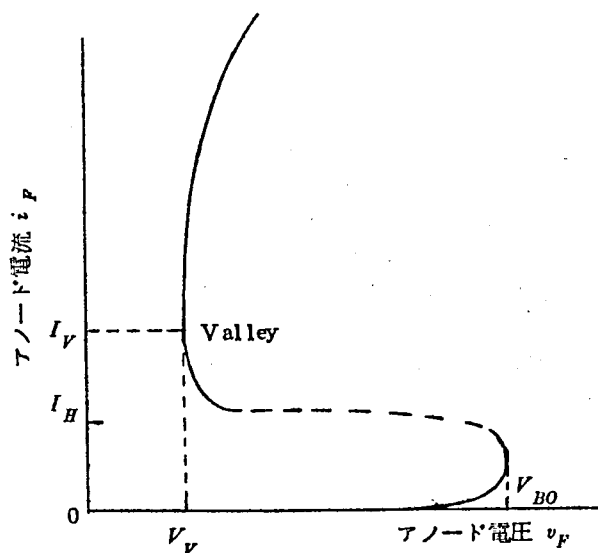


図 6.7 サイリスタのアノード電圧電流特性

### 6.2.2 ターンオフ特性

サイリスタを直流スイッチとして使う場合、ターンオフ（通電状態をしゃ断状態にすること）の困難さが最も大きな問題点となる。すなわち、瞬時的にはあるが一時負荷電流をしゃ断し、各接台間に存在する余剰キャリアを取り去らねばならない。一般には同程度の容量をもったサイリスタがターンオフ用として必要になり、装置の規模が大きくなるとその数がふえる。

ステップモータの駆動回路をサイリスタで構成するにあたり、最も簡単な一相励磁駆動方式では三相の各巻線につながるサイリスタの間にコンデンサを連結してリングカウンタを作ればよいが、一二励磁駆動方式のようにやや複雑な駆動方式では別にターンオフ用のサイリスタを必要とする。

図 6.8 はサイリスタのターンオフ特性を検討するための実験回路である。まず、サイリスタ A を通電状態、B をしゃ断状態にしておき、両サイリスタのゲート  $G_A, G_B$  にそれぞれ図 6.9 に示す時間関係のパルス印加して、 $\tau_D, \tau_C$  の値と両サイリスタの動作の関係を検討する。

図 6.10 はサイリスタ B を点弧することによって A をしゃ断する過渡状態において、ひきつづき  $\tau_D$  時間後にゲート端子  $G_A$  に  $\tau_C$  のパルス幅のパルス印加して、A を通電状態



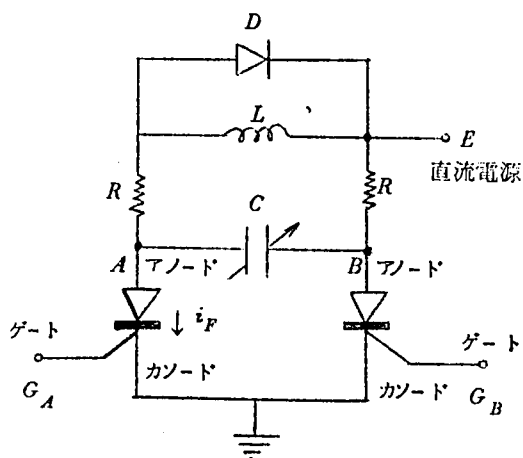


図 6.8 サイリスタのターンオフ特性実験回路

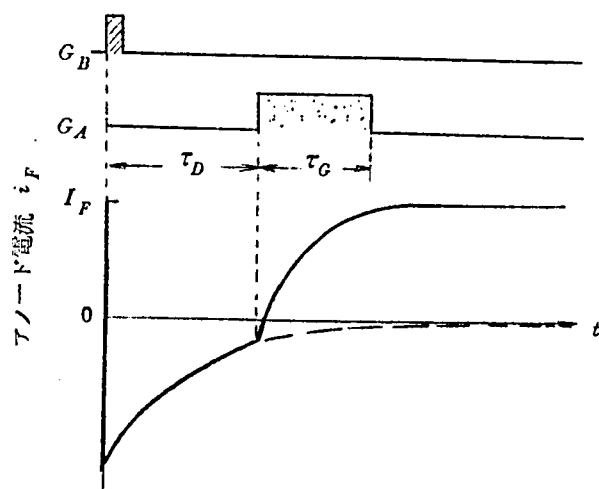


図 6.9 トリガパルスの時間関係

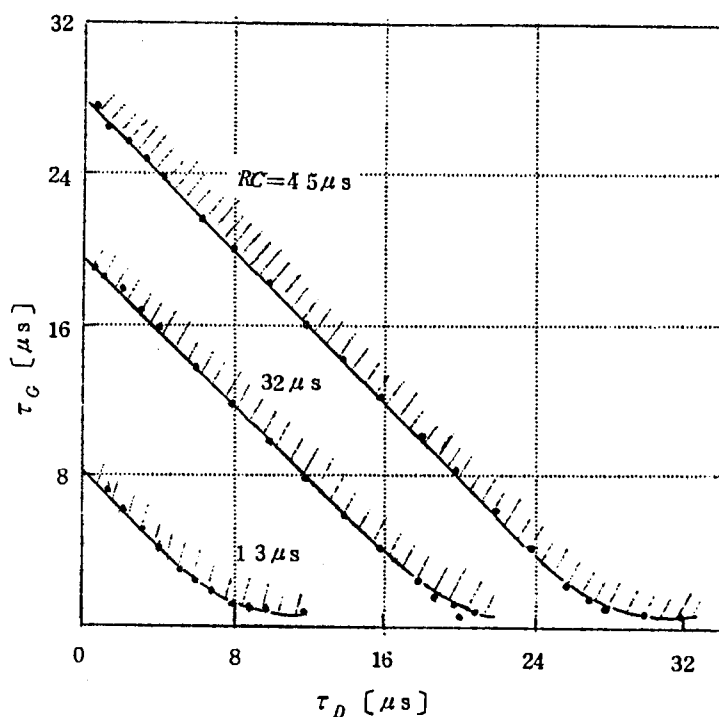


図 6.10 サイリスタ A, B をともに通電状態にする  $\tau_D$  と  $\tau_G$  の関係

に戻すのに必要な  $\tau_D$  と  $\tau_G$  の大きさの関係を求めたものである。コンデンサ  $C$  の値を定めると、サイリスタ  $A, B$  がともに通電状態になるために必要な  $(\tau_D + \tau_G)$  の値はほぼ一定値を取り、コンデンサの充電時定数  $RC$  に比例して大きくなる。 $(\tau_D + \tau_G)$  の値がこれより小さいときには、このパルスは無視されて  $A$  がしゃ断状態、 $B$  が通電状態になる。 $(\tau_D + \tau_G)$  の値が所要の値の 2 倍以上になると、図 6.11 に示すように今度はサイリス

タ A が B をターンオフさせ、最初の状態に戻ってしまう。

所要の  $(\tau_D + \tau_G)$  の値は、ゲートパルスの振幅には無関係であることが実験的に確かめられる。また、図 6.11 から、コンデンサ充電時定数  $RC$  が一定なら、負荷電流の大きさによってもほとんどかわらないことがわかる。

このように複数個のサイリスタに共通のターンオフ用サイリスタを接続し、ターンオフパルスにひきつづいて各サイリスタに印加するパルスの時点  $(\tau_D + \tau_G)$  をそれぞれについて制御すれば、通電状態を継続させるサイリスタと、しゃ断状態にするサイリスタを適宜選択制御できるので、複雑な論理の直流スイッチ回路も比較的サイリスタの本数を少なくして構成できる。

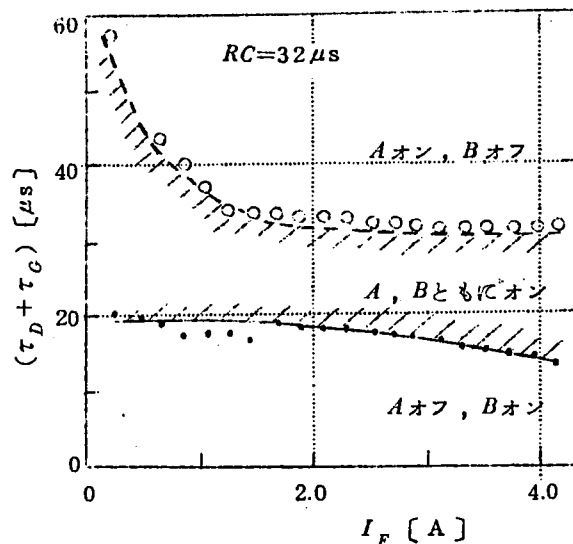


図 6.11 負荷電流の大きさとターンオフ特性

### 6.2.3 交流スイッチ特性

電源が交流の場合、サイリスタに流れる電流の波形は負荷回路の時定数  $T_L$ 、および点弧位相  $\varphi$  によってかわり

$$i(t) = \frac{I_M}{\sqrt{1 + \omega^2 T_L^2}} \left[ \sin(\omega t + \varphi - \varphi_i) + \sin(\varphi - \varphi_i) e^{-\frac{1}{T_L} t} \right] - \frac{V_F}{R} \left( 1 - e^{-\frac{1}{T_L} t} \right) \quad \dots\dots\dots (6.6)$$

と表わせる。ただし，

$$I_M = \frac{E_m}{R}$$

$E_m$  : 印加交流電圧の最大値， $\varphi_i = \tan^{-1} \omega T_L$ ， $\omega$  : 電源の角周波数，

$V_F$  : 導通時のアノード・カソード間電圧，

である。

図 6.1 2 は，各種の回路時定数および点弧位相における電流の立上り部分を，最大電流  $I_M$  で無次元化して計算したものである。誘導性負荷をもつサイリスタ回路の電流はその立上りがわるく，さきに直流スイッチ特性のところで求めた  $I_h$  の大きさから類推しても所要ゲートパルス幅はかなり大きくなる。出力用ステップモータや誘導電動機をサイリスタで駆動する場合，上記の理由で点弧不能になることをしばしば経験する。実際にはその対策として前項で検討したように，適当なコンデンサや抵抗を負荷に並列にそう入したり，点弧パルスの波形を改善したりしているが，いずれも必要以上にこれを行なうと損失がまし回路も複雑になる。したがってサイリスタ回路装置の設計に際しては所要のゲートパルス幅を求めることが経済設計，信頼性を向上させるために必要である。

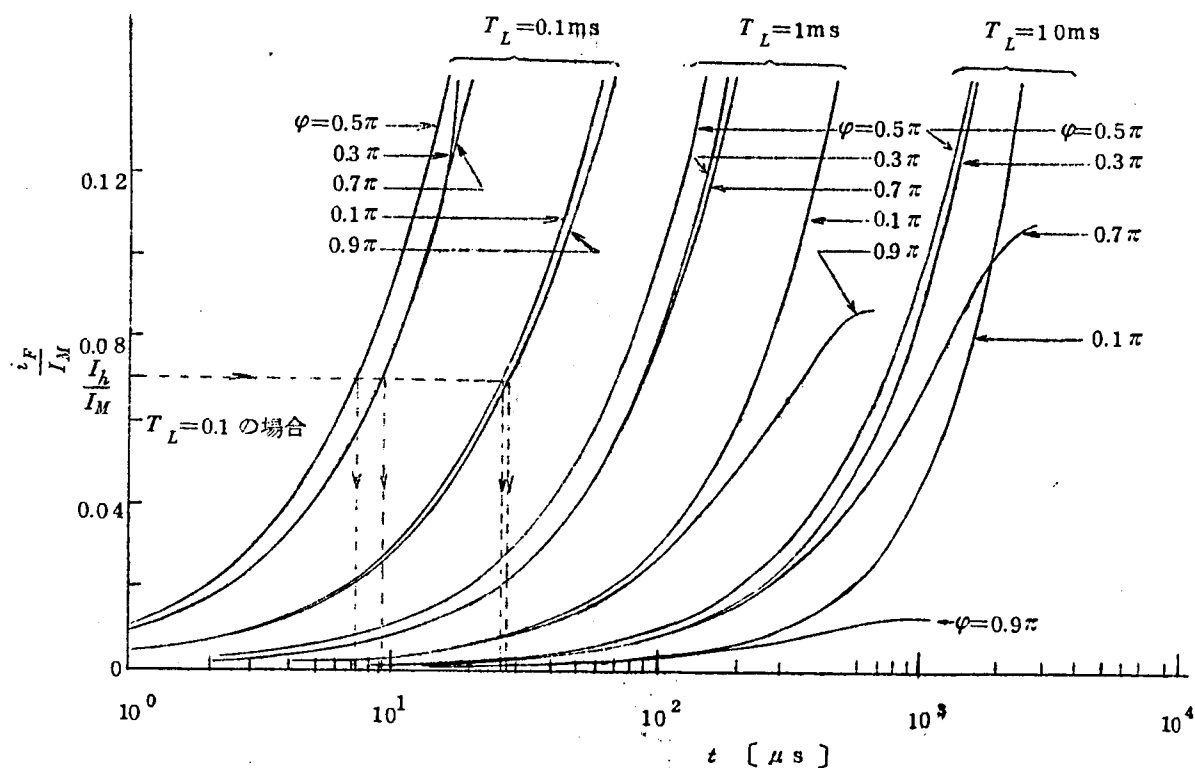


図 6.1 2 誘導性負荷の場合の所要点弧パルス幅の計算図

サイリスタ自体の静的なゲート感度は  $\frac{\Delta V_{G0}}{\Delta I_G}$  とターンオン時間  $t_{ON}$  によって評価されるが、サイリスタ回路としてはむしろ上述のように負荷の回路時定数  $T_L$  と  $\frac{I_h}{I_M}$  によって評価できる。これはゲートパルスが印加され負荷電流が流れはじめても、少なくとも  $I_h$  に達する前にゲートパルスがなくなるとサイリスタはしゃ断状態に戻ってしまうからである。

回路時定数  $T_L$ 、最大電流  $I_M$  およびサイリスタのスイッチング閾電流値  $I_h$  がわかったとき、点弧位相  $\phi$  での所要ゲートパルス幅は図 6.12 より次のようにして求めることができる。

サイリスタに電流が流れ始めてから電流値が  $I_h$  になるまでに要する時間  $t_{rh}$  は、縦軸上  $\frac{I_h}{I_M}$  の点から横軸に並行に線をひき、これと所定の回路時定数  $T_L$  および点弧位相  $\phi$  に対応する計算曲線との交点から求めることができる。実際には、所要ゲートパルス幅は、式(6.4)で説明した直流スイッチの場合と同様、遅延時間  $t_d$  およびゲートパルスがオフするときの影響のために  $t_{rh}$  よりは幾分か大きくなる。図 6.13 はこのようにして求めた計算結果  $t_{rh}$  と、それに対応する素子を用いて実験的に求めた所要ゲートパルス幅を示したものである。点弧位相によって所要パルス幅が 3 倍近くかわっていることがわかる。

以上の考察はすべてゲートパルスの波形が方形として行なったが、サイリスタの容量が大きくなると所要ゲート電力がまし、パルスの立上り波形もわるくなる。直並列接続したサイリスタを同時に点弧する場合には、ゲートパルスの立上りがわるいとサイリスタのゲート感度のばらつきのために通電開始時点が一致せず、特定のサイリスタに過電圧がかかったり、電流が集中して流れるといった事故の原因になる。したがって、サイリスタの点弧用ゲートパルスは、立上りが急しゅんで十分な振幅とパルス幅をもっていることが必要である。

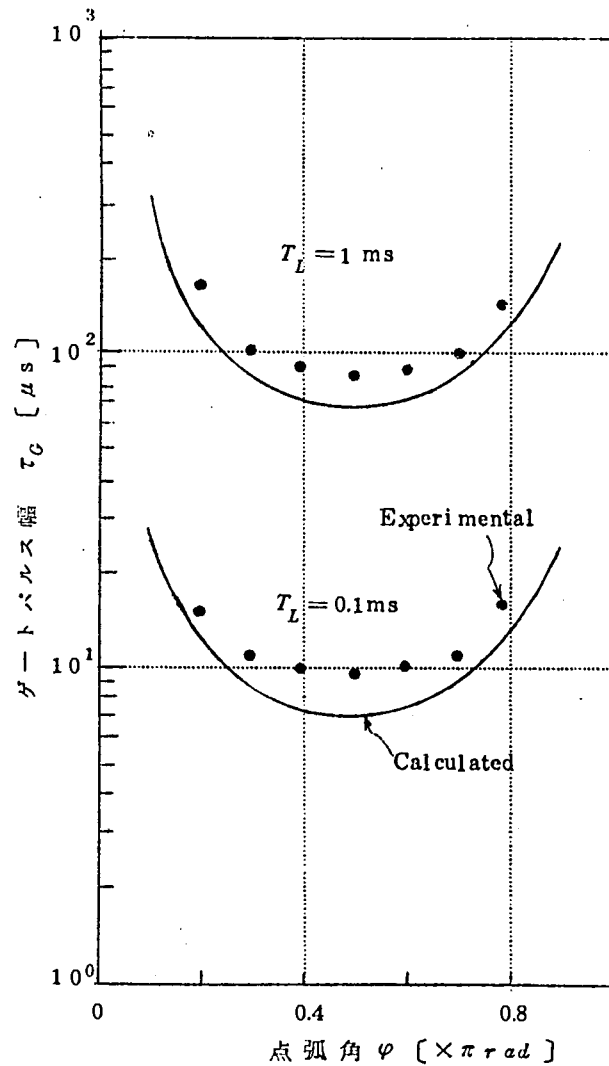


図 6.13 点弧角と所要ゲートパルス幅

### 6.3 PNP素子を用いた遅延パルス発生回路とその応用

#### 6.3.1 遅延パルス発生回路

図 6.1 4(a)は  $RC$  積分回路と負性抵抗素子からなる弛張発振回路であるが，図 6.1 4(b)に示すように負荷抵抗  $R$  が  $\phi(i_1)$  の負性抵抗領域で交点  $S_1$  をもつように選べば，良く知られているようにこの点は不安定点になりコンデンサ  $C$  の両端には図 6.1 5 の発振波形が得られる。ここで，

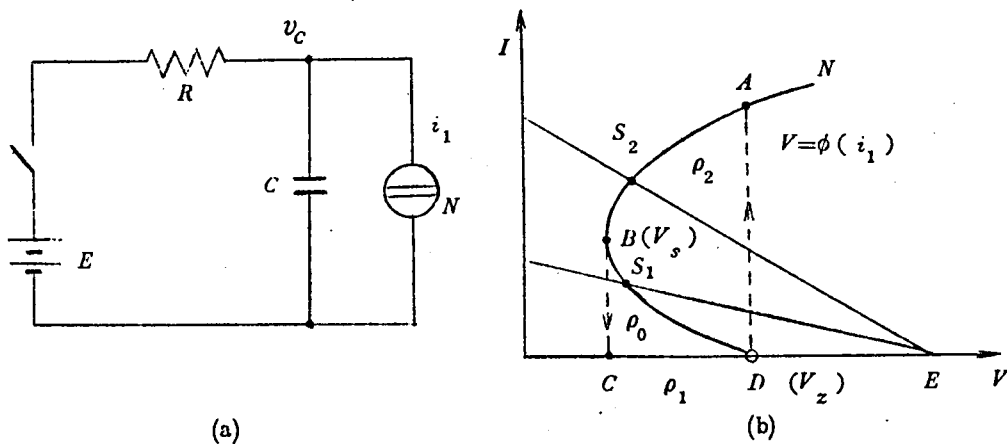


図 6.14 RC し張発振回路とその電圧電流特性

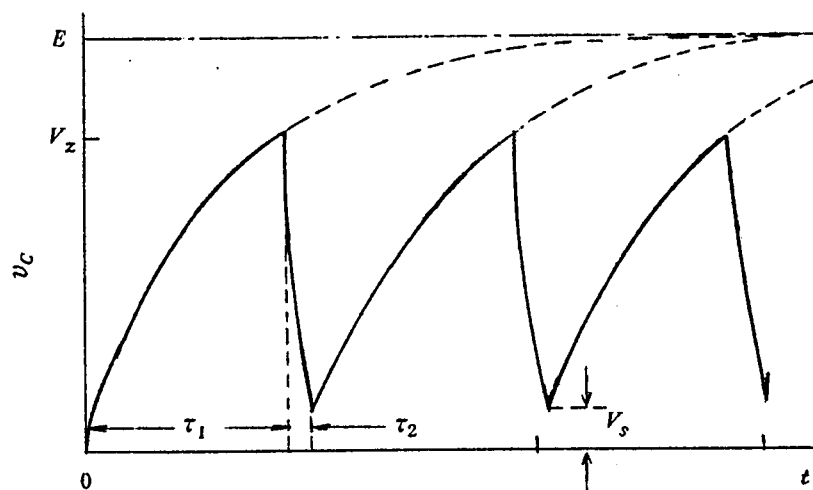


図 6.15 し張発振波形

$$\left. \begin{aligned} \tau_1 &= -RC \ln \frac{\rho_1 E - (R + \rho_1) V_z}{\rho_1 E - (R + \rho_1) V_s} \\ \tau_2 &= -\rho_2 C \ln \frac{(R + \rho_2) V_s - \rho_2 E}{(R + \rho_2) V_z - \rho_2 E} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (6.7)$$

である。

し張発振がおこる条件は

$$\left. \begin{aligned} E > V_z \\ R > |\rho_0|, \quad \rho_0 = \frac{d\phi(i_1)}{di_1} < 0 \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (6.8)$$

である。

ステップ状電圧  $E$  を印加して負性抵抗素子が通電開始するまでの時間  $\tau_1$  は、任意に外部から制御できるので遅延パルス発生回路を構成することができる。また、このステップ電圧  $E$  を基準交流電圧に同期させれば、いわゆる点弧位相制御回路になるわけである。この種の半導体負性抵抗素子としてはゲルマニウム PNP N 素子およびシリコン PNP N 素子、(以下 Ge-PNP N および Si-PNP N と記す)、ユニジャンクショントランジスタなどが考えられるが、図 6.15 からわかるように出力パルス振幅を大きくするために ( $V_z - V_s$ ) は大きいことが、また急しゅんなパルスをうるために  $\rho_2$  は小さいことが望ましい。PNP N 素子はこれらの要求にかなり合い、しかもスイッチング速度が速いのでサイリスタ用点弧位相制御回路の出力パルス回路素子としては好適と考えられる。ただしこれら半導体素子の特性は、ばらつきがやや大きく温度変化によっても大幅に変わることも、大容量化したときスイッチング速度が若干遅くなることなどの問題点がある。以下 Ge-PNP N 素子ならびに Si-PNP N 素子について、上記の問題点を検討しこれらの素子の特徴をじゅうぶんに出した回路を開発した結果を説明する。

なお、PNP N 素子の通電開始電圧は大幅にばらつくので、その定電圧化の手法として図 6.14(a)の回路の  $N$  の代わりに、まさツェナーダイオードによって電圧を検出し、そのツェナー電流で PNP N 素子を動作させる図 6.16 の回路を用いる。<sup>54)</sup>

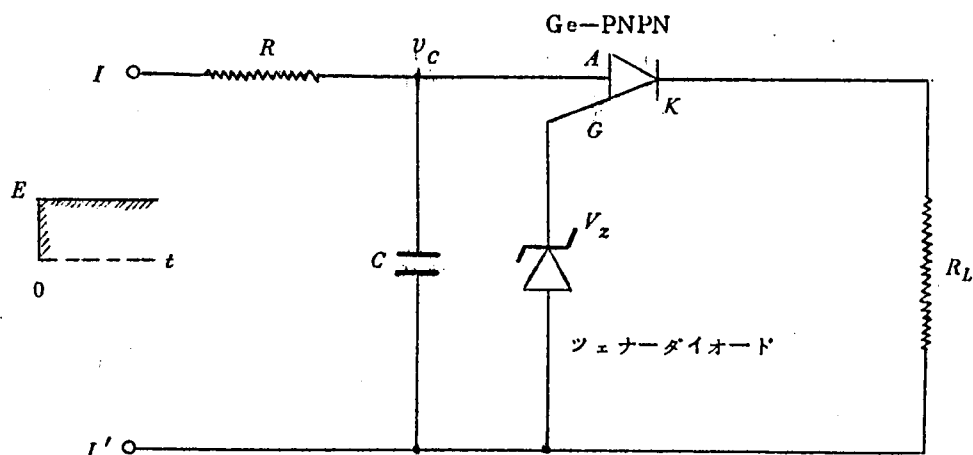


図 6.16 PNP N 素子による遅延パルス発生回路

### 6.3.2 Ge-PNP素子によるパルス発生回路

Ge-PNP素子は主として論理素子として用いられ、高速スイッチング用（スイッチング速度  $1\mu\text{s}$  以下）として開発されている。したがって、本素子によって図6.16の回路を構成したときに得られる出力パルス波形の急しゅん度は、サイリスタの点弧用としてじゅうぶんである。ただ、ゲルマニウム素子の共通の欠点として、後述するようにブレークオーバー電圧  $V_{BO}$  が低く、温度依存性も大きいのでその補償法が主な問題である。

図6.17(a)は一般的なPNPN素子の基本構造で、ゲート端子は図6.17のように  $N_1$  にあるものと  $P_2$  にあるものとがある（この項で説明するGe-PNPは前者に、次項のSi-PNPは後者に属する）。図6.17(b)はその電圧-電流特性で、ブレークオーバー電圧  $V_{BO}$  はゲート開放時の通電開始電圧、ターンオン電圧  $V_{BO}$  はゲートバイアス時の通電開始電圧を表わしている。

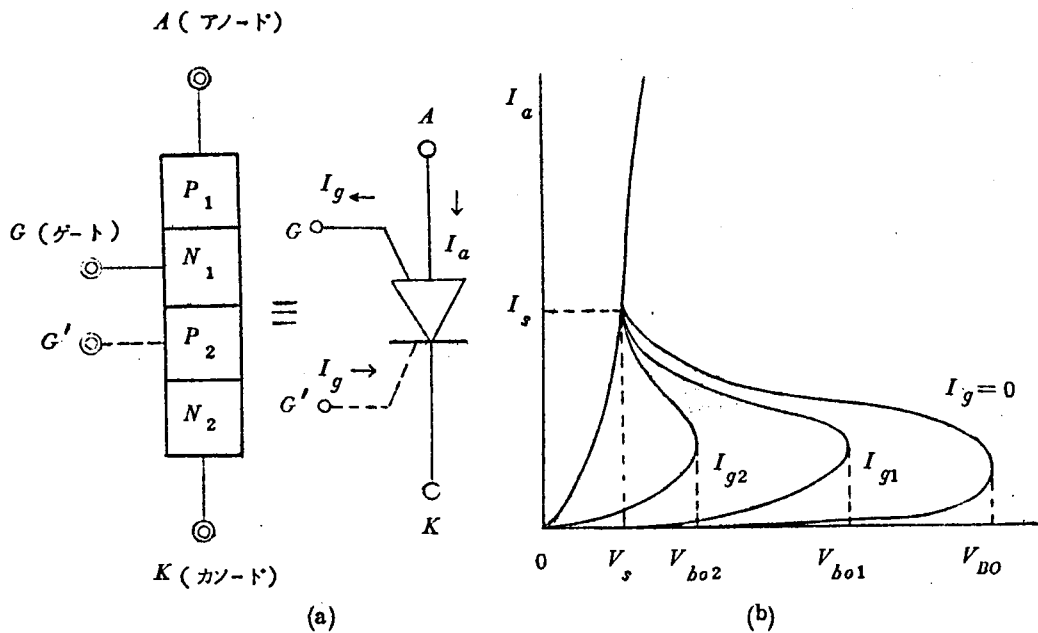


図 6.17 PNPN 素子の基本構造と電圧電流特性

アノード電流  $I_a$  は次の式で与えられる。<sup>55)</sup>

$$I_a = \frac{I_{c0} + \alpha_{1N} I_g}{1 - M(\alpha_{1N} + \alpha_{2N})} \quad \dots\dots\dots (6.9)$$

ただし、 $I_{c0}$ ：中央PN接合の飽和電流、 $\alpha_{1N}$ 、 $\alpha_{2N}$ ：電流伝達係数

$M$ ：アバランシェ増倍係数



したがって、ターンオン電圧はゲート電流  $I_g$  によって制御される。ゲルマニウム素子の  $I_{c0}$  はかなり大きく、その温度の影響も無視できないので、ブレイクオーバー電圧  $V_{B0}$  は一般に低く、温度上昇とともに急激に低下する。したがって、さきに示した図 6.16 の回路では高温で  $V_{B0}$  がツェナー電圧  $V_Z$  以下になり、誤動作したり動作不能になったりする。筆者はできるだけ簡単な方法で回路的に素子による  $V_{B0}$  のばらつきならびに温度上昇による  $V_{B0}$  の低下を補償する遅延パルス発生回路を考案した。

図 6.18 (a), (b) はかなり大幅に特性の異なる素子について、ゲート電流に対するターンオン電圧の温度依存性を調べたもので、両素子とも  $50^\circ\text{C}$  以上では  $V_{B0}$  の低下が著しくほとんど使用不能になることがわかる。しかしながら、ここで図 6.18 の  $I_g < 0$  の領域すなわちゲート逆バイアス状態での特性に注目すると、いずれの素子もターンオン電圧  $V_{b0}$  は  $V_{B0}$  より若干高く、ある程度以上の電流に対してはほぼ飽和して温度の影響も受けなくなっていることがわかる。すなわち、Ge-PNP 素子の静特性は、ゲート逆バイアス状態で  $V_{b0}$  の温度依存性が小さく、順方向バイアス状態ではゲート感度がきわめて高い素子ということができる。したがって、この特徴にあった遅延パルス回路を構成すれば安定な回路ができる。すなわちコンデンサ電圧  $v_c$  の大きさによって

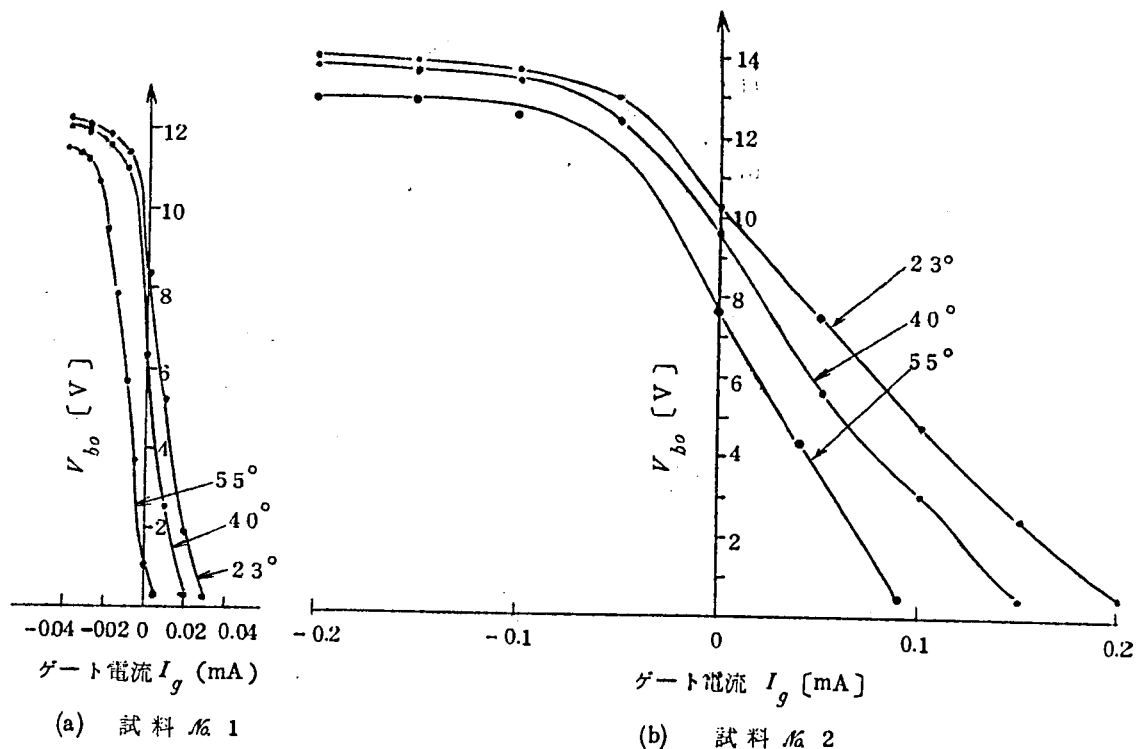


図 6.18 ターンオン電圧の温度依存性

$$v_c < V_z \text{ のとき } I_g < 0 \cdots \cdots (V_{bo})_{T_{\max}} > V_z$$

$$v_c \geq V_z \text{ のとき } I_g \geq 0 \cdots \cdots (V_{bo})_{T_{\min}} \leq V_z$$

になるようにすればよい。図 6.1 9 は上記の機能を満たすべく考案した温度補償形遅延パルス発生回路の一例である。さきにあげた図 6.1 6 の回路と異なるところは、抵抗  $R_1$  がゲート端子と入力端子の間に入っただけである。入力端子 1-1' にステップ状電圧  $E$  を印加すると、コンデンサ  $C$  には  $RR_3$  を通して  $RR_1$  ならびに PNP 素子のアノードゲート間逆方向特性（等価的に  $R_2$  とおく）を通して充電電流が流れる。この電流は図 6.1 9 からあきらかなように、ゲートからアノードに向って流れるので  $I_g$  は負となり、そのために  $V_{bo}$  は  $V_z$  よりかなり高い電圧に保持される。コンデンサ電圧  $v_c$  の上昇とともに  $|I_g|$  は図 6.2 0 のように逆指数関数的に減少するが、一般に  $R_2 > R_1$  であるためゲート端子  $v_g$  がまずツェナー電圧  $V_z$  に到達し（A 点）、それ以後  $V_z$  にクランプされるので  $v_c = V_z$  になる B 点を境にしてゲート電流は急激に正の電流にきりかわる。すなわち、ゲート・アノード間が順方向バイアスとなり等価抵抗  $r_2$  ( $r_2 \ll R_2$ ) を通して大きなゲート電流が流れるので、 $V_{bo}$  は急激に低下し C 点で通電開始してコンデンサ電荷を放電する。ステップ電圧印加後、通電開始するまでのゲート電流波形を図 6.2 0 の記号を用いて解析する。

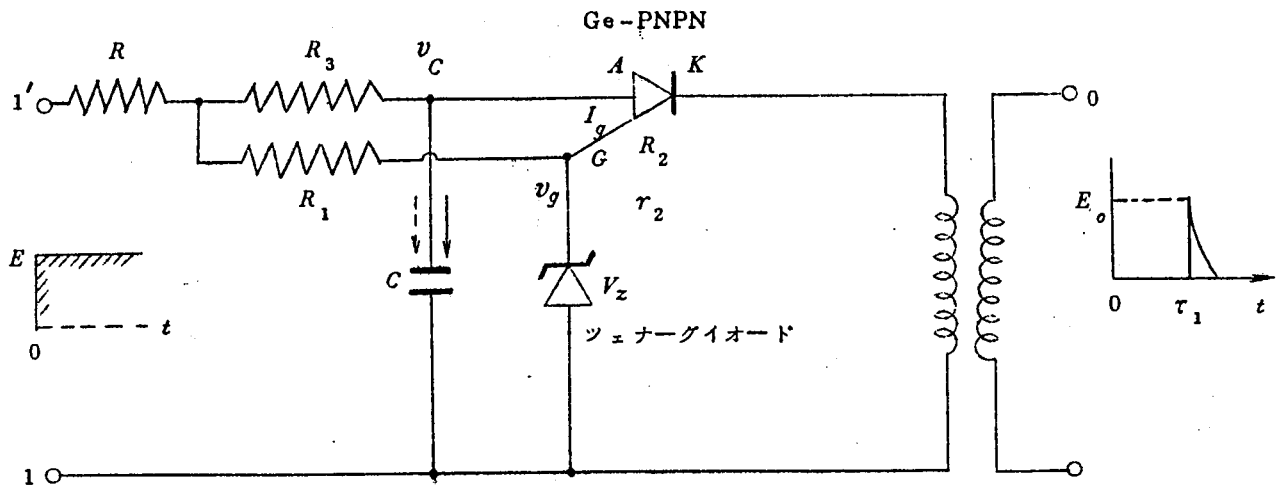


図 6.1 9 温度補償形遅延パルス発生回路

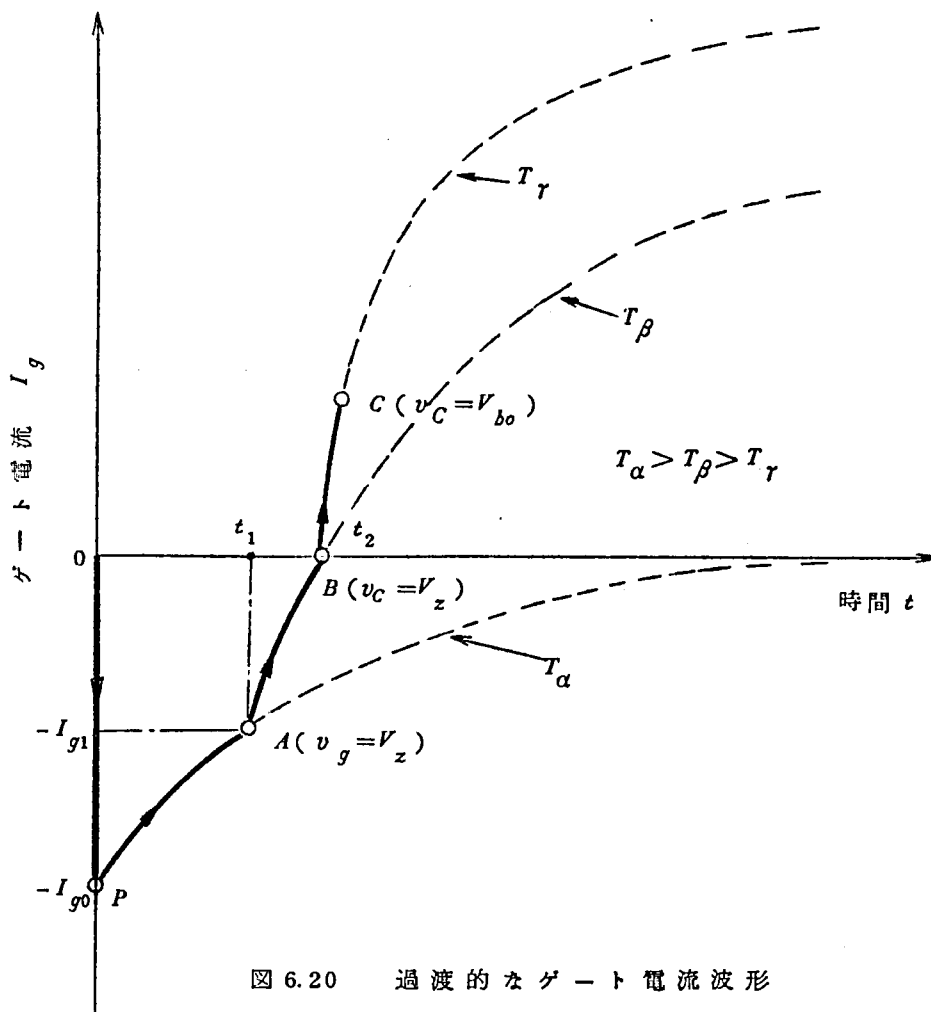


図 6.20 過渡的なゲート電流波形

$t < t_1$  におけるゲート電流は,  $R_1 R_2$  を通って流れるコンデンサ  $C$  の充電電流であるから,

$$I_g = \frac{-R_3}{R(R_1 + R_2 + R_3) + R_3(R_1 + R_2)} E e^{-\frac{1}{T_\alpha} t} \dots\dots\dots (6.10)$$

となる。したがって,

$$v_g(t) = v_c(t) - R_2 I_g = V_z \dots\dots\dots (6.11)$$

より,  $t_1$  は

$$t_1 = -T_\alpha \ln \frac{R(R_1 + R_2 + R_3) + R_3(R_1 + R_2)}{R(R_1 + R_2 + R_3) + R_1 R_3} \cdot \frac{E - V_z}{E} \dots\dots\dots (6.12)$$

ただし

$$T_a = \frac{R(R_1 + R_2 + R_3) + R_3(R_1 + R_2)}{R_1 + R_2 + R_3} \cdot C \quad \dots\dots\dots (6.13)$$

となる。また、 $I_{g0}$ 、 $I_{g1}$  は

$$I_{g0} = \frac{R_3}{R(R_1 + R_2 + R_3) + R_3(R_1 + R_2)} \cdot E \quad \dots\dots\dots (6.14)$$

$$I_{g1} = \frac{R_3}{R(R_1 + R_2 + R_3) + R_1 R_3} \cdot (E - V_z) \quad \dots\dots\dots (6.15)$$

で与えられる。

$t_1 < t < t_2$  におけるコンデンサ電圧は、ゲート端子が  $V_z$  にクランプされるので、

$$v_c(t) = E \left( 1 - e^{-\frac{1}{T_a} t} \right) \quad \dots\dots\dots (6.16)$$

であるから

$$v_c(t') = v_c(t) + v_c'(t') \quad , \quad t' = t - t_1 \quad \dots\dots\dots (6.17)$$

ここで

$$v_c'(t') = \frac{R(R_1 + R_2 + R_3) + R_1 R_3}{C R_2 (R_1 R + R_3 R + R_1 R_3) p + R(R_1 + R_2 + R_3) + R_1 (R_2 + R_3)} \cdot (V_z - v_c) H(t') \quad \dots\dots\dots (6.18)$$

$$\text{ただし} \quad \left. \begin{array}{l} H(t') = 0 \quad (t' \leq 0) \\ 1 \quad (t' > 0) \end{array} \right\} \quad \dots\dots\dots (6.19)$$

$p$  : 演算子

である。

$$v_c(t') = V_z \quad \dots\dots\dots (6.20)$$

より

$$t_2 = t_1 - T_\beta \ln \frac{R_1 (R_1 R + R_2 R + R_3 R + R_1 R_3)}{R_1 R_2 R_3 + (R_1 + R_3) (R_1 R + R_2 R + R_3 R + R_1 R_3)} \dots\dots (6.21)$$

ただし

$$T_\beta = \frac{R_2 (R_1 R + R_3 R + R_1 R_3)}{R (R_1 + R_2 + R_3) + R_1 (R_2 + R_3)} \cdot C \dots\dots\dots (6.22)$$

となる。また

$$\begin{aligned} I_g(t') &= \frac{v_c(t') - V_z}{R_2} \\ &= \frac{E - V_z}{R (R_1 + R_2 + R_3) + R_1 (R_2 + R_3)} \\ &\quad \left\{ R_1 - \frac{R_1 R_2 R_3 + (R_1 + R_3) (R_1 R + R_2 R + R_3 R + R_1 R_3)}{R (R_1 + R_2 + R_3) + R_1 R_3} \right\} \\ &\quad \cdot e^{-\frac{1}{T_\beta} t'} \dots\dots\dots (6.23) \end{aligned}$$

である。

$t > t_2$  ではゲート・アノード間は順方向バイアスになり、 $R_2$  が  $r_2$  に変わる。したがって

$$I_g(t'') = I_g(t') + i_g(t'') \quad ; t'' = t - t_2 \dots\dots\dots (6.24)$$

ここで

$$\begin{aligned} i_g(t'') &= \frac{\frac{v_c - V_z}{R_2} (R_2 - r_2)}{r_2 + \frac{R_1 R + R R_3 + R_1 R_3}{C (R R_1 + R R_3 + R_1 R_3) p + (R + R_1)}} H(t'') \quad (6.25) \end{aligned}$$

である。ゆえに

$$I_g(t'') = \frac{R_1}{R_1 R + R_3 R + R_1 R_3 + r_2 R + r_2 R_1} \cdot (E - V_z) \left(1 - e^{-\frac{1}{T_r} t''}\right) \quad \dots\dots\dots (6.26)$$

ただし

$$T_r = \frac{r_2 (R_1 R + R_3 R + R_1 R_3)}{R (R_1 + r_2 + R_3) + R_1 (r_2 + R_3)} \cdot C \quad \dots\dots\dots (6.27)$$

である。

結局，ステップ電圧印加時に  $-I_{g0}$  というゲート逆電流が流れ，それ以後  $A$  点までは時定数  $T_a$  で減少する。 $A$  点から時定数が  $T_\beta$  に変わり， $B$  点からはさらに  $T_r$  なるきわめて小さい時定数の順方向電流にきりかわる。図 6.20 にも示したように， $T_a > T_\beta \gg T_r$  の関係があるので，比較的高温まで安定に動作しうるわけである。ただ正常に動作するためには当然

$$|I_{g1}| \geq |I_{g-}|, |I_g(t \rightarrow \infty)| \geq |I_{g+}|$$

$$I_{g-} : (V_{b0})_{T_{\max}} > V_z \text{ にするゲート電流}$$

$$I_{g+} : (V_{b0})_{T_{\min}} < V_z \text{ にするゲート電流}$$

でなければならず，また  $(t_2 - t_1)$  は小さいほど精度がよいので，回路定数  $R, R_1, R_3$  はこれらの条件を満たすように決定する。すなわち，式 (6.21) から  $R_2 \gg R_1, R_2, R_3$  を考慮すると，

$$\frac{d(t_2 - t_1)}{dR_3} > 0 \quad \dots\dots\dots (6.28)$$

である。したがって，さらに  $R_1 \gg R_3$  として変形すると

$$t_2 - t_1 \simeq - \frac{C R R_1}{R + R_1} \ln \frac{R_1 R}{R R_1 + R R_3 + R_1 R_3} \quad \dots\dots\dots (6.29)$$

となる。式 (6.29) は  $R, R_1$  について対称式ゆえ  $R = R_1$  として

$$\frac{d(t_2 - t_1)}{dR} = 0 \text{ から}$$

$$\frac{R}{2R_3 + R} = e^{-\frac{2R_3}{2R_3 + R}} \quad \dots\dots\dots (6.30)$$

ゆえに  $R \approx R_1 \approx 10R_3$  に選べばよいことがわかる。

$|I_{g-}| = 10\mu\text{A}$  ,  $|I_{g+}| = 100\mu\text{A}$  ,  $t_2 = 10\text{ms}$  として設計し、各回路定数を、

$$R = R_1 = 10\text{k}\Omega$$

$$R_3 = 1\text{k}\Omega$$

$$C = 1\mu\text{F}$$

に選定する。図 6.2 1 実線はゲート電流の過渡値を計算した結果である。また、図 6.2 2 は試作回路により、 $v_c$ 、 $v_g$  およびゲート電流に相当するものとして、 $(v_g - v_c)$  を実

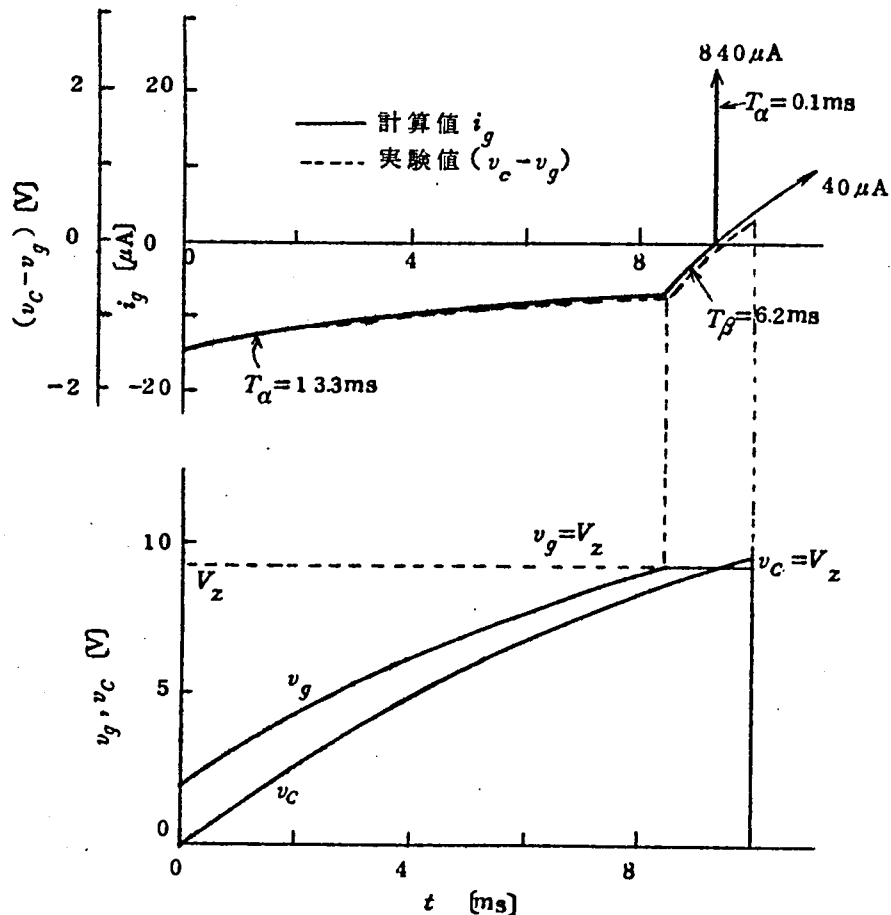


図 6.2 1 ゲート過渡電流の計算値と実測値

測した結果である。図 6.21 の破線はこの実験結果を示したもので、計算結果とかなり良い一致を示している。なお、実験結果においては PNP 素子がターンオンする時点が、ゲート入力特性の非線形性のために  $v_c = v_g$  の点ではなく  $v_c - v_g \approx 0.25 \text{ V}$  の時点になっている。これはゲルマニウム PN 接合の入力特性における energy gap に相当している。

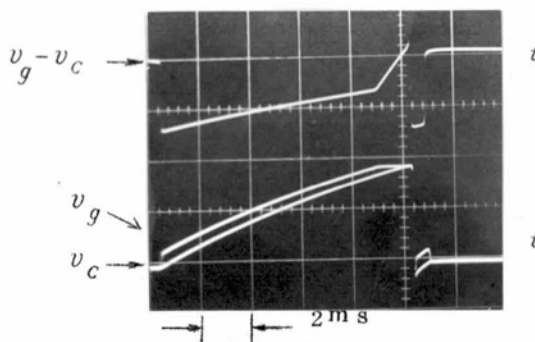


図 6.22 ゲートアノード間逆バイアス電圧の実測写真

図 6.23 は  $V_{B0}$  の温度補償効果を示すために行なった実験結果で、図 6.16 の回路ではブレークオーバー電圧がほとんど常温でも 9 V 以下になり、7 V のツェナーダイオードを使っても  $V_{B0}$  の温度依存性がそのまま現われている。ところが一方、図 6.19 の回路構成では、同じ素子を用いながら 9 V のツェナーダイオードを使用することができ、ほとんどゲルマニウム素子の使用限界温度に近い 60 °C まで一定電圧で動作している。

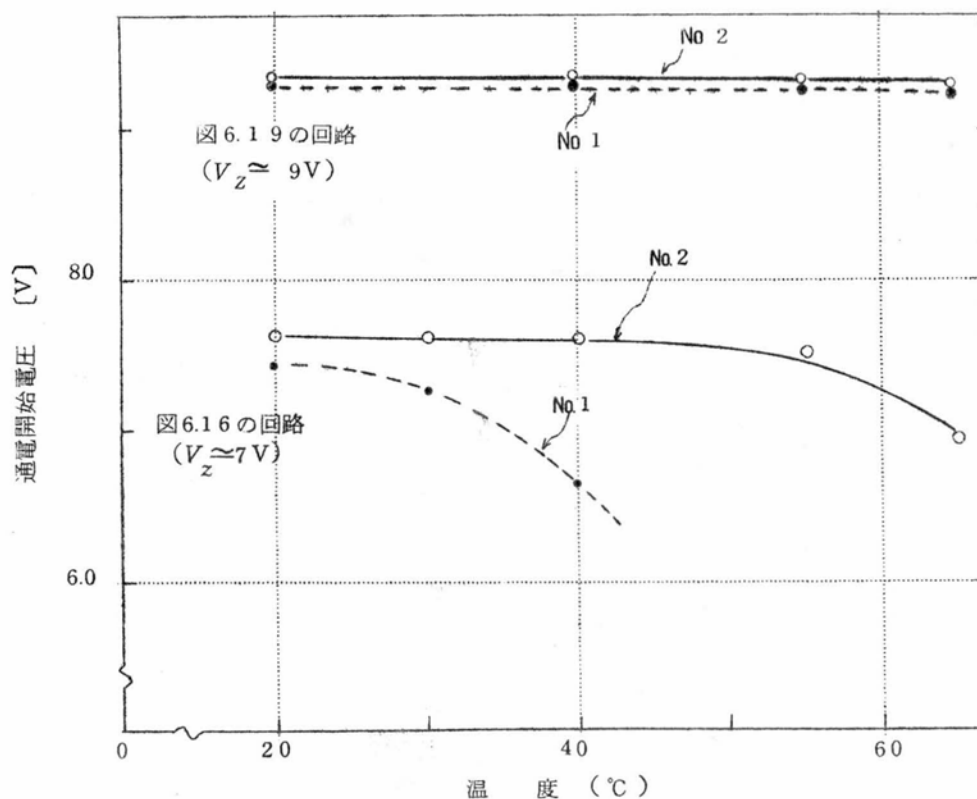


図 6.23  $V_{B0}$  の温度依存性の影響とその補償効果



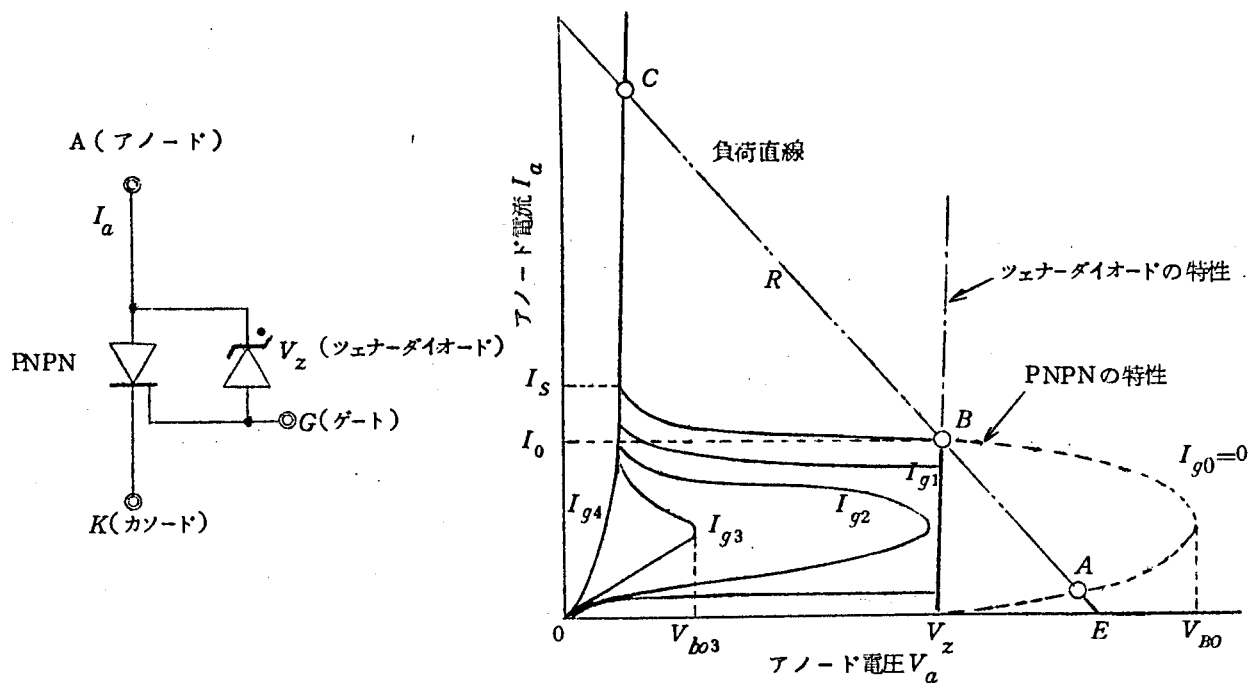
実際には $V_{B0}$ 以外にゲート入力特性( $R_2$ ,  $\tau_2$ )も温度によって変わり,たとえば $R_2$ は温度上昇とともに小さくなるが,これはかえって $I_{g0}$ を増し $V_{B0}$ の低下を補償するように働く。また,精度的にはこのほかにアノード・カソード間漏れ抵抗,ツェナー電圧,抵抗,コンデンサ容量などの温度特性が問題になるが,いずれも $V_{B0}$ による温度特性とは符号が逆で互いに打ち消し合うことになる。

### 6.3.3 Si-PNP N素子によるパルス発生回路

サイリスタの大容量化が進むにしたがい,その点弧位相制御回路の出力パルスもかなりの容量を必要とするようになり,Si-PNP N素子(または小形のサイリスタ)を出力パルス回路素子として使うことが考えられる。Si-PNP N素子は $I_{c0}$ が小さく, $V_{B0}$ は一般にGe-PNP Nの数倍以上あり,その温度依存性もほとんど無視できる。したがって,本素子を用いる場合にはさきに述べた問題点は全然考える必要がない。ただ素子単体としてはやはり $V_{B0}$ のばらつき,大容量化によるゲート感度の低下,スイッチング速度の遅くなることを考慮しなければならない。

ここに説明する定電圧スイッチ回路は,Si-PNP N素子のゲート・アノード間にツェナーダイオードを図6.24(a)のようにそう入して,図6.24(b)太線に示す特性を得たものである。図からもわかるように $V_{B0}$ のばらつきには無関係な2端子負性抵抗素子としての使用法(アノードトリガ)が可能になり, $V_z$ 以下のターンオン電圧に対してはゲート制御特性をもっているので,従来の3端子的な使用法(ゲートトリガ)も併用できる。図6.24(b)においてB点で示した特性値(電圧 $V_z$ ,電流 $I_0$ )が本定電圧スイッチ回路におけるスイッチング条件を与える。

本回路の動作を説明すると,アノード・カソード間電圧が徐々に増してツェナー電圧 $V_z$ になるまでは,ゲート開放におけるSi-PNP N素子の特性が現われる。 $V_z$ 以上の電圧に対してはツェナー電流がSi-PNP N素子のゲート・カソード間を通して流れるためにアノード電流も増加する。アノード電圧はゲートを通してツェナーダイオードにより $V_z$ にクランプされているので,図6.24(b)のようにゲート電流は $I_{g2}$ までは増加し,それ以後は逆に減少することになる。B点はツェナー電流零におけるツェナー電圧とゲート開放状態でのSi-PNP N素子の負性抵抗領域の交点になり,これ以上電圧が上がるとB点からC点へトリガされることになる。一般にはB点の電流 $I_0$ は負荷電流に比べて非常に小さくほとんど定電圧でスイッチすると考えてよい。Si-PNP N素子における $I_0$ と $I_g$ の間には



(a) 定電圧スイッチ回路の構成

(b) 定電圧スイッチ回路の電圧電流特性

図 6.2.4 定電圧スイッチ回路およびその特性

かなりの相関関係があり、定電圧スイッチ素子として適当な  $I_0$  の小さい素子は同時に  $I_s$  も小さくなる。

さて本定電圧スイッチ回路による遅延パルス発生回路は図 6.2.5 のようになり、1-1' 端子にステップ電圧印加後、通電開始するまでの時間を求めると、

まず、 $v_c(t) \leq V_z$  すなわち  $t < t_1$  では

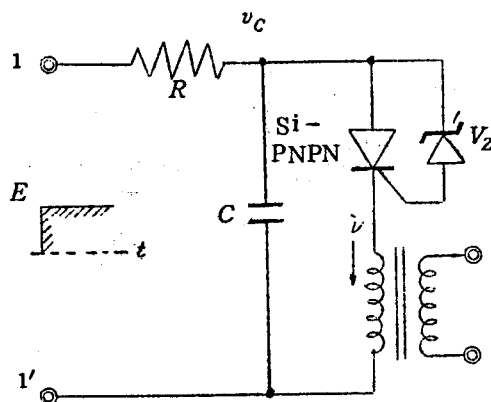


図 6.2.5 定電圧スイッチ回路による遅延パルス発生回路

$$v_c(t) = E \left( 1 - e^{-\frac{1}{RC}t} \right) \quad \dots\dots\dots (6.31)$$

したがって、 $v_c(t) \geq V_z$  すなわち  $t \geq t_1$  では

$$i(t) = \frac{E - V_z}{R + r} \left\{ 1 - \left( \frac{E - V_z}{E} \right)^{\frac{r+R}{r}} \cdot e^{-\frac{R+r}{RrC}t} \right\} \quad \dots\dots\dots (6.32)$$

ただし、 $r$  はゲート順方向動作抵抗である。

式(6.32)の  $i(t)$  の値が  $I_0$  に等しくなったとき本回路はスイッチするので、結局

$$t = -\frac{rRC}{r+R} \ln \left( \frac{E - V_z}{E} \right)^{\frac{r+R}{r}} \times \frac{E - V_z - (R+r)I_0}{E - V_z} \\ \simeq RC \ln \frac{E}{E - V_z} + rC \ln \frac{E - V_z}{E - V_z - (R+r)I_0} \quad \dots\dots\dots (6.33)$$

一般に  $r \ll R$  であるため遅延時間はほぼ  $R$  に比例する。

次に温度の影響について検討すると、式(6.33)から

$$\frac{\Delta t}{\Delta T} \simeq \frac{rRC}{r+R} \left\{ \frac{1}{E - V_z - (R+r)I_0} + \frac{R}{r} \cdot \frac{1}{E - V_z} \right\} \frac{\Delta V_z}{\Delta T} \\ + \frac{rRC}{E - V_z - (R+r)I_0} \frac{\Delta I_0}{\Delta T} \quad \dots\dots\dots (6.34)$$

ここで、 $\frac{\Delta V_z}{\Delta T}$  はツェナー電圧の温度係数(約  $6\text{mV} / \text{deg}$ )とPNPN素子のゲート入力特性の温度係数(約  $-3\text{mV} / \text{deg}$ )の和であり、 $\frac{\Delta I_0}{\Delta T}$  は図6.26に示すように約  $-0.046\text{mA} / \text{deg}$  程度である。結局定電圧スイッチ回路の温度特性としてはこれらのものが互いに打ち消し合い、図6.27のようにSi-PNPN素子自体の温度特性はほとんど問題にならないことがわかる。

1台の点弧位相制御回路の出力パルスで複数個のサイリスを同時に点弧する場合、パルス波形の立上がりが悪いとサイリスのゲート感度の相違によっていっせいには点弧せず

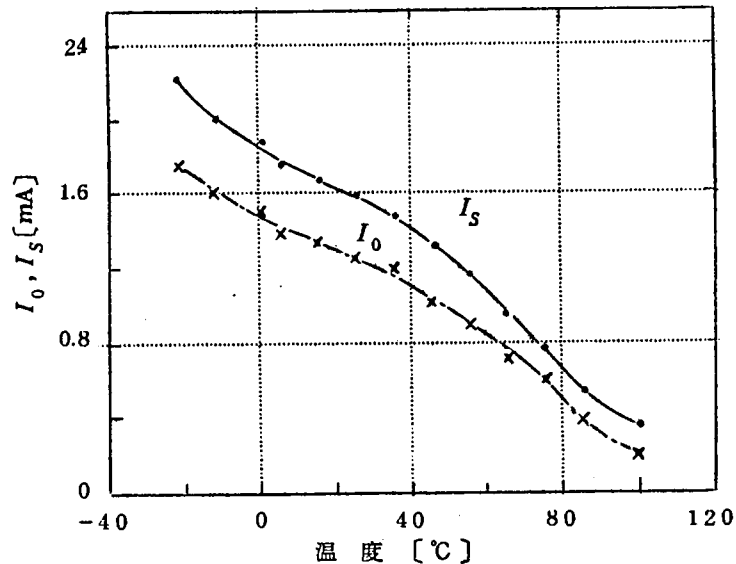


図 2.26 定電圧スイッチ回路の  $I_S, I_0$  の温度特性

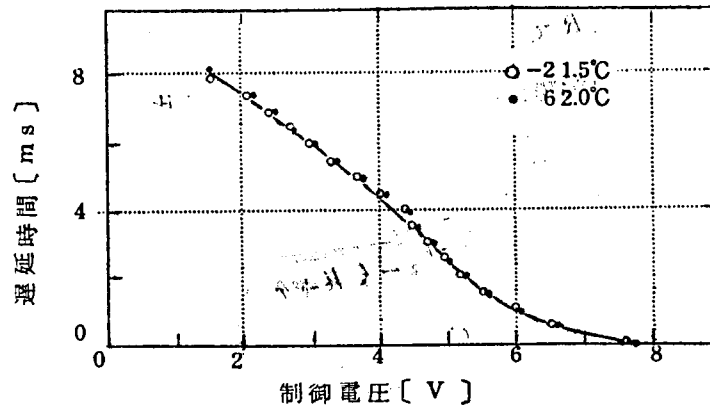


図 6.27 定電圧スイッチ回路の温度特性

種々の問題が生じる。Si-PNP素子のスイッチング速度はさきに述べたGe-PNP素子より若干劣り、特に立上り時間が問題になる。

図 6.28 は許容アノード電流 1 A 程度の Si-PNP 素子を使った定電圧スイッチ回路のアノードトリガ特性で、アノードへの印加パルス振幅を増してもその立上り時間は数マイクロ秒以下にはできない。実際には遅延パルス発生回路として動作する場合には、印加される電圧はステップ電圧ではなく電位の傾きの低い指数関数状の電圧であるので、ほとんど限界トリガ入力状態でスイッチングし、パルス波形の立上がりはきわめて悪くなる。しかしながら、本素子もそのゲートトリガ特性は図 6.29 に示すようにゲート入力振幅を増せば、かなり速いスイッチング能力をもっている。さきに述べたように定電圧スイッチ回路のゲート端子はアノードトリガとは独立な端子として使えるので、この端子へ出力パ

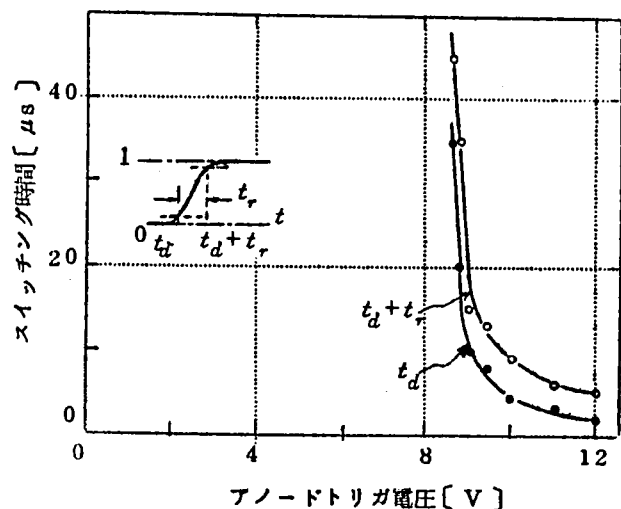


図 6.28 アノードトリガの場合のスイッチング時間

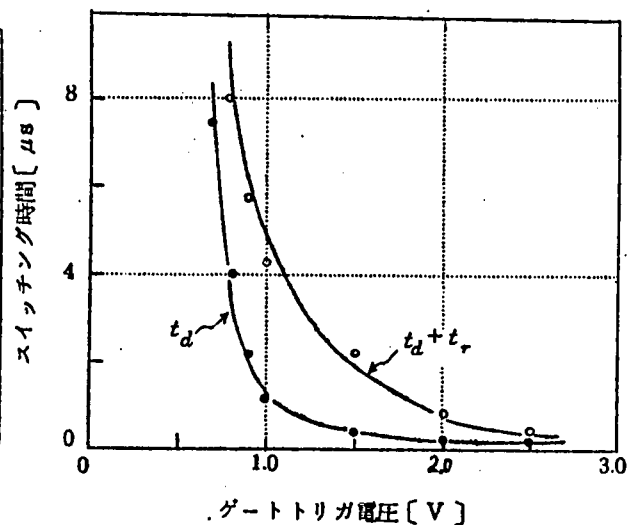


図 6.29 ゲートトリガの場合のスイッチング時間

ルスをフィードバックすることによりアノードトリガ時のスイッチング波形を改善することができる。図 6.30 はアノードトリガ特性において、ゲートへのフィードバック量を変え、その効果を示したもので 1 : 1 のフィードバックで約 1 けたの改善が可能になる。

フィードバックの方法としては図 6.31 (a) のように出力パルス変成器の二次巻線を使うもの、同図 (b) のように出力パルスをいったん増幅して自己のゲートへ印加するものの二つが考えられるが、後者のほうがフィードバック利得が大きくとれ、その効果は顕著である。図 6.32 は同一素子を用いた各回路構成におけるスイッチング波形を示したものである。(a) 曲線はフィードバックのない場合を示し、 $10\mu\text{s}$  以上の立上がり時間になっている。

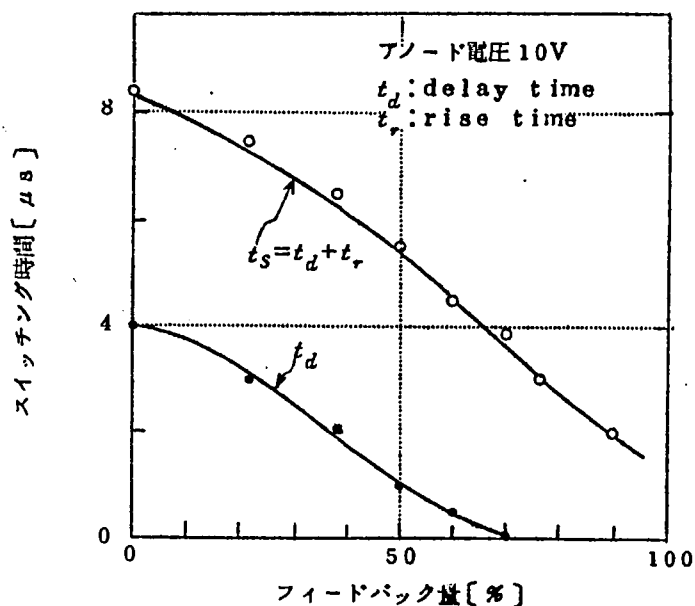
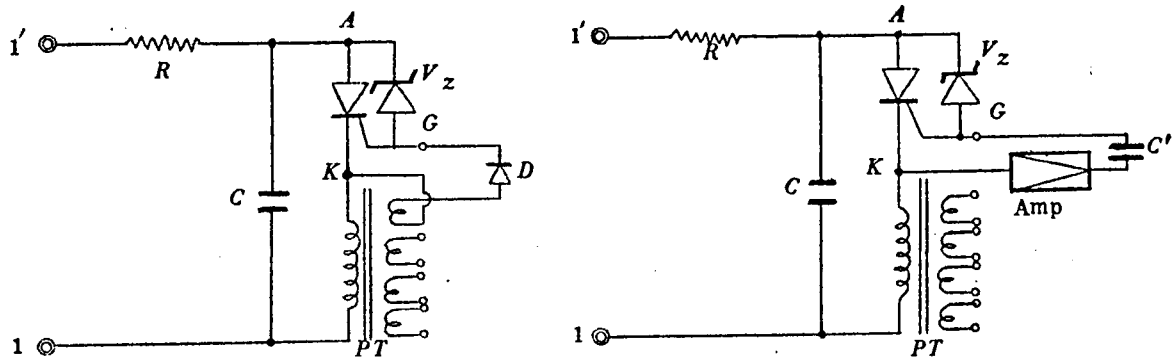


図 6.30 ゲートフィードバックしたアノードトリガ時のスイッチング時間



(a) パルス変成器によるフィードバック

(b) パルス増幅器によるフィードバック

図 6.3 1 フィードバック法による出力パルス波形の改善

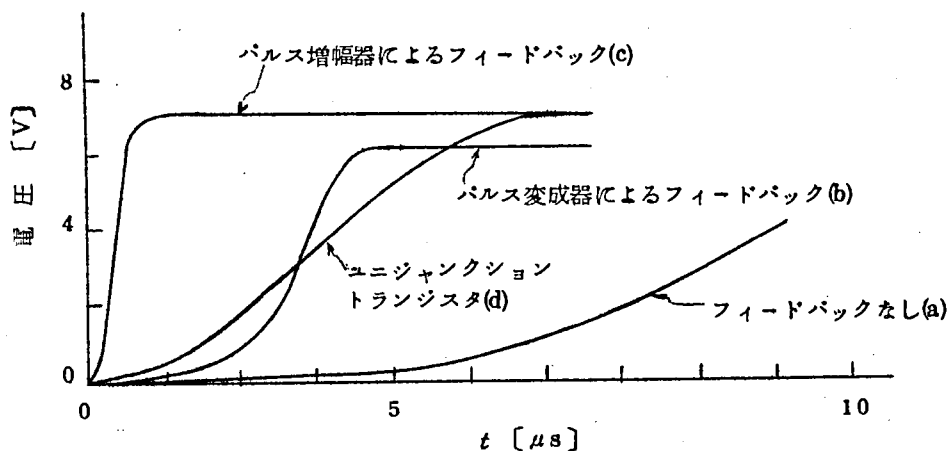


図 6.3 2 出力パルス波形の比較

(b)曲線はパルス変成器でフィードバックした場合で約 1 けた改善されているが，素子のもつ特性の差はそのまま残っている。(c)曲線はパルス増幅器を通してフィードバックした場合で， $0.3 \mu s$  にまで改善されている。そのうえ表 6.1 に示すようにいくつかの特性の異

表 6.1 出力パルス波形の立上り時間

| 試 料      | 立上り時間 $t$ [ $\mu s$ ] |      |      |
|----------|-----------------------|------|------|
|          | (a)                   | (b)  | (c)  |
| No. 3    | 2 0. 0                | 4. 0 | 0. 3 |
| No. 4    | 7. 5                  | 1. 5 | 0. 3 |
| No. 5    | 5. 0                  | 1. 0 | 0. 3 |
| U. J. T. | 3. 0 ~ 5. 0           |      |      |

U. J. T. : ユニジャンクショントランジスタ  
 (a) : フィードバックなし  
 (b) : パルス変成器によるフィードバック  
 (c) : パルス増幅器によるフィードバック

なる素子についてもほとんど同一のパルス波形になり，スイッチング特性のばらつきの補償にもなっていることがわかる。(d)曲線はこの種の素子として最も一般的なユニジャンクシヨントランジスタによるスイッチング波形を比較のために記入したものである。図 6.3 3 は上記フィードバック効果を示すために図 6.3 1 に示した回路で実測した写真の一例である。時間原点はフィードバックのない場合と同じにとられていて，波形が改善される様子がわかる。

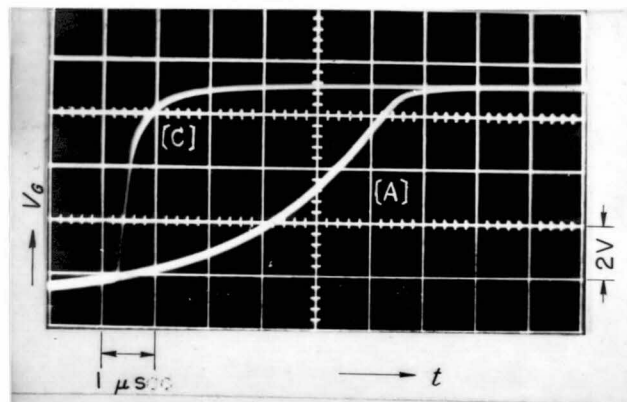


図 6.3 3 フィードバックのない場合 [A]，とパルス増幅器を通してフィードバックした場合 [C] の出力パルス波形の実測写真

## 6.4 サイリスタの点弧回路方式

### 6.4.1 サイリスタ用点弧位相制御回路

点弧位相制御回路は交流回路に使われ，電源電圧波形に同期し，しかもその位相が外部信号によって制御されたパルスを発生して，負荷につながるサイリスタの通電時間を制御するものである。交流との同期化は電源電圧を半波または全波整流し，ツェナーダイオードで適当な振幅にまで制限した台形波電圧を，さきに述べた遅延パルス発生回路におけるステップ電圧として用いればよい。パルス位相の制御の方法としては，普通積分回路のコンデンサ充電電圧の初期値を制御するか，積分回路の抵抗を制御するかのとおりが考えられる。前者は比較的回路が簡単になり位相特性の線形性も良好であるが直流的な制御信号が常時定電圧スイッチ回路に印加されるので，この回路が第 6.3.1 項に示したし張発振の条件，式 (6.8) を満たさなくなると，PNPN 素子がしゃ断状態に復帰しなくなるおそれがある。したがって制御信号に対する速応性を害さないためには，制御信号の充電時

定数を小さくしなければならず，制御信号源抵抗は小さくなるので，必然的に保持電流  $I_s$  はある程度以上の大きな値でなければならない。これは  $I_0$  を小さくしようとする定電圧スイッチ回路の要求に反するばかりでなく， $I_s$  の温度特性をも考慮するとほとんど非実用的になる。

これに対し時定数制御方式は  $I_s$  には無関係になり，制御信号に対する速応性にすぐれ，容易に全波形，半波形位相制御回路を構成できる長所をもっている。最も簡単な時定数制御回路は，積分回路の抵抗に並列にトランジスタを1本接続し，そのコレクタ・エミッタ間の等価抵抗をベース入力によって制御するものである。しかしながらこの回路では，ベース入力に対し等価抵抗が逆関数関係にあり，トランジスタの飽和のために線形性はよくない。図6.34はこのような欠点を改善するためにトランジスタ2本を使い，制御入力電圧の大きさによって並列動作させることによって，等価的にはほぼ線形特性を得ようとしたものである。すなわち，制御電圧が零のときはトランジスタ  $T_1, T_2$  はともにシャ断状態にあり，最大時定数は抵抗  $R_0$  によって設定される。制御電圧  $V_i$  が零から増すに従い，まず  $T_1$  だけ動作しはじめ抵抗値は双曲線的に減少する。そして  $T_1$  の飽和のために抵抗値の減少の割合は減るが， $V_i$  がある値になったとき結合ダイオードの順方向を通してトランジスタ  $T_2$  に入力に加わり，この点から  $T_1, T_2$  は並列動作するので飽和の影響を軽減できる。

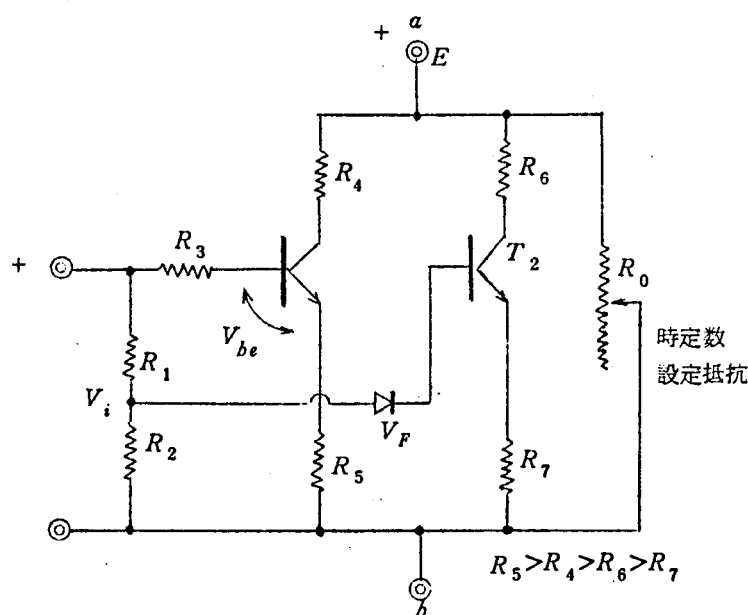


図6.34 線形性を改善した時定数制御回路



入力 $V_i$ の大きさに応じ、 $T_1, T_2$ の等価抵抗 $Z_1, Z_2$ を求めると、

(a)  $V_i < V_{be}$  では $T_1, T_2$ はともにしや断状態にあり

$$Z_1 \simeq \infty, \quad Z_2 \simeq \infty \quad \dots\dots\dots (6.35)$$

(b)  $V_{be} \leq V_i < (1 + \frac{R_1}{R_2})(V_F + V_{be})$  では $T_1$ だけ動作し

$$Z_1 \simeq \frac{R_3 + \beta R_5}{\beta(V_i - V_{be})} \cdot E, \quad Z_2 \simeq \infty \quad \dots\dots\dots (6.36)$$

(c)  $V_i \geq (\frac{R_2 + R_1}{R_2})(V_F + V_{be})$  では $T_1$ と $T_2$ が並列動作し

$$Z_2 \simeq \frac{(R_1 + R_2)(R_1 + \beta R_7 + r)}{\beta \{ R_2 V_i - (R_1 + R_2)(V_F + V_{be}) \}} E \quad \dots\dots\dots (6.37)$$

ただし、 $V_{be}$  : トランジスタのベース・エミッタ間順方向電圧降下

$V_F$  : 結合ダイオードの順方向電圧降下

$r$  : 結合ダイオードの順方向抵抗

$\beta$  : トランジスタの電流増幅率

結局 $V_i$ の大きさによって、上記 $R_0, Z_1, Z_2$ が並列動作するので図6.35の特性が得られる。図においてP点で抵抗特性が折線的に変わっているが、実際には両曲線は結合ダイオードの特性によってなめらかにきりかわる。さきに定電圧スイッチ回路の温度特性を図6.27に示したが、その遅延時間の制御はこの時定数制御回路によって行なったものでありこの図からもほぼ線形的な位相特性の得られることがわかる。

図6.36はSi-PNP素子による定電圧スイッチ回路に、パルス変成器によるフィードバックを施した時定数制御式半波形点弧位相制御回路の一例である。

#### 6.4.2 点弧パルス分配方式

サイリスタの用途が整流電源装置から各種の電動機の制御装置におよぶにいたり、これらの装置に要求される機能はますます複雑化し、点弧回路自体も高性能にするために高価になり、その所要台数もふえる傾向にある。ここに提案する点弧回路方式は出力パルスを

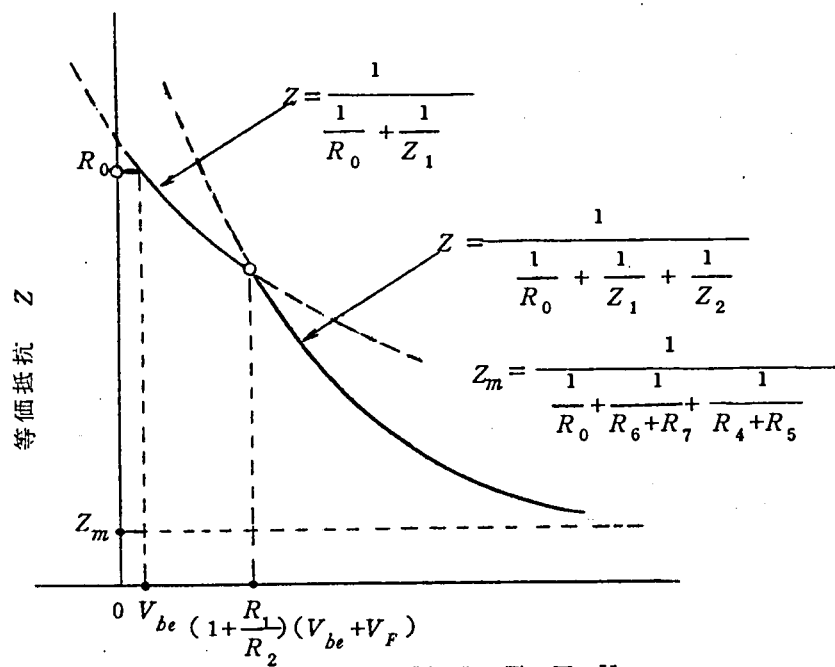


図 6.3 5 時定数制御回路の等価抵抗の入力  $V_i$  に対する特性

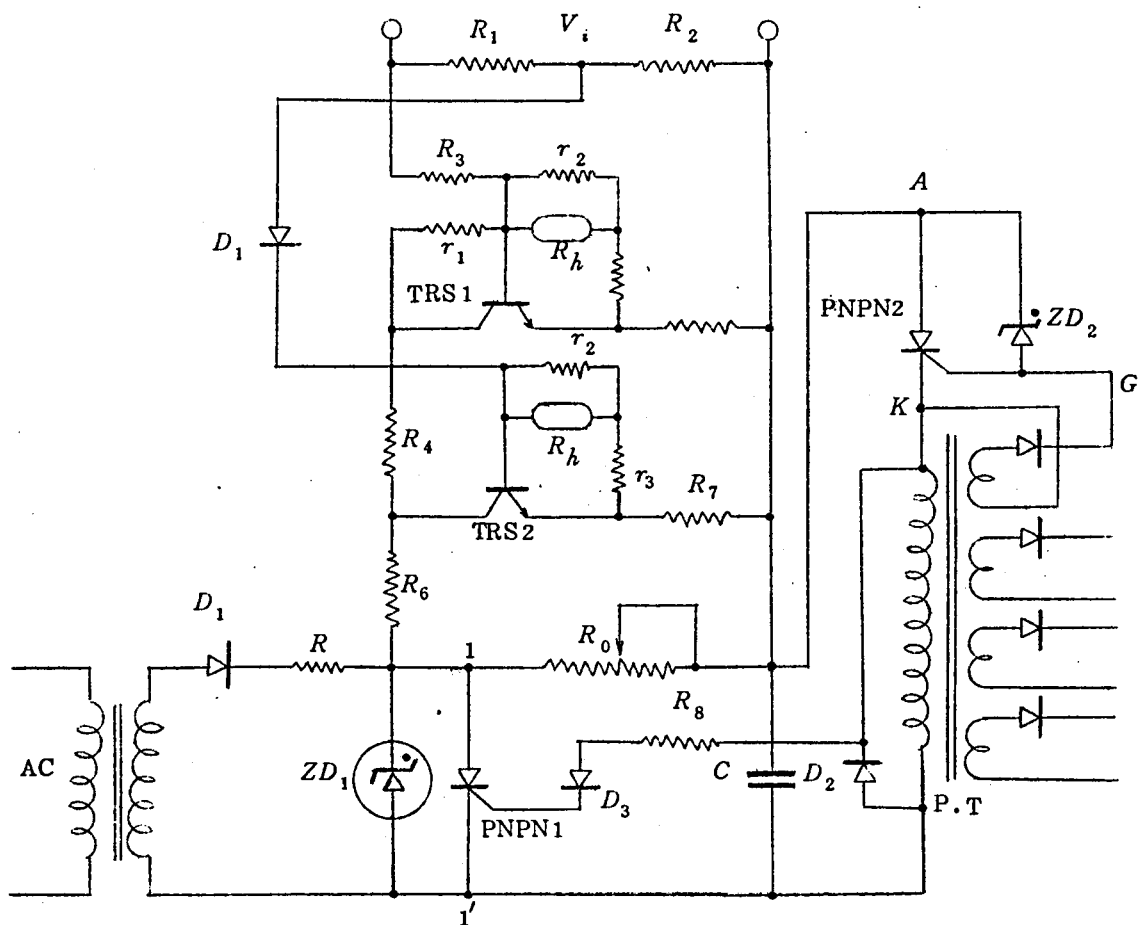


図 6.3 6 サイリスタの点弧位相制御回路 (半波形)

複数個のサイリスタのゲート端子へ適宜選択的に分配しうる構成にして，点弧回路の機能を最大限に利用しうるようにしたものである。

図 6.3 7 はその原理を説明するためのもので，図 6.3 6 におけるパルストランス P.T の代わりに，並列接続した複数個のパルストランスとその制御用スイッチ回路  $S_i$ ， $S_{ij}$  ( $i = 1, 2, \dots, n$ ， $j = 1, 2, \dots, m$ ) を用い，これを外部の論理回路により駆動することによってパルス印加するサイリスタを選定する。図 6.3 8 は 2 台の全波整流電源のオンオフを 1 台の点弧回路によって行なう場合について示したもので，各部の動作電圧波形を図 6.3 9 に示す。信号  $a_1$ ， $a_2$  によって両電源は独立にオンオフされ，信号  $a_0$ ， $\bar{a}_0$  は逆方向電圧のかかっているサイリスタにはゲートパルスが印加されないようにしている。

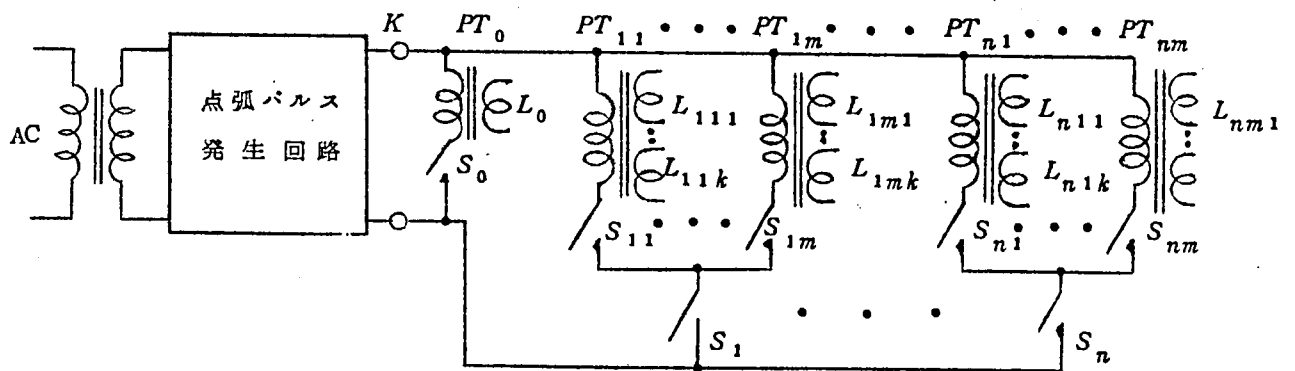


図 6.3 7 点弧パルス分配回路

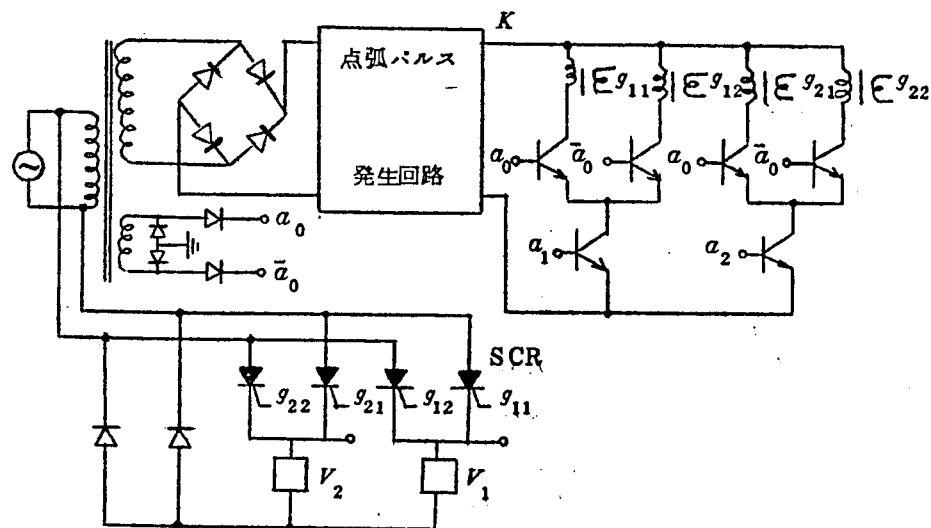


図 6.3 8 整流電源に適用した点弧パルス分配回路方式

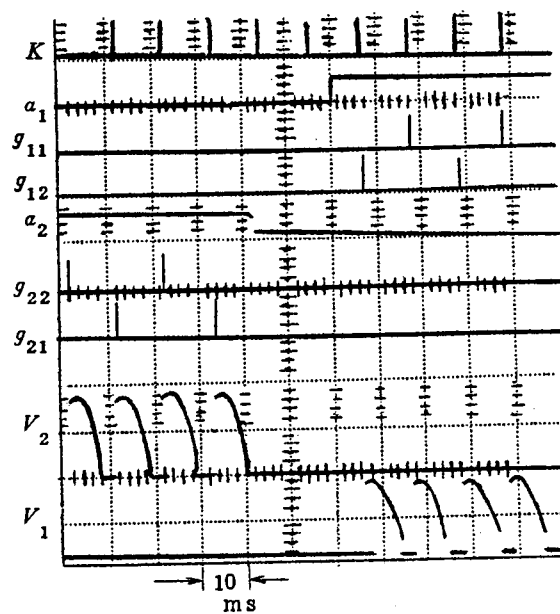


図 6.3 9 回路各部の動作電圧波形

上述した点弧パルス分配方式は，出力用ステップモータの電源装置や誘導電動機のステップ駆動を行なう場合の点弧パルス印加法として用いられ，装置の簡略化に寄与した。

## 6.5 結 言

サイリスタのターンオフ特性を実験的に検討し，点弧用ゲートパルス仕様について考察した。

P N P N 素子はツェナーダイオードと組み合わせ，ゲルマニウム素子に対しては本章に提案した温度補償形回路構成を採用し，またシリコン P N P N 素子に対しては新たに考案したフィードバック法によるスイッチング速度の改善法を定電圧スイッチ回路に適用することにより，十分遅延パルス発生回路素子として使えることがわかった。

また，遅延パルス発生回路の応用例としてサイリスタ用の点弧位相制御回路を開発した。位相制御法としては回路的に線形度を若干改善した時定数制御方式を採用し，P N P N 素子に対する仕様を大幅に軽減するとともに素子の互換性をまし，小形軽量安定な回路を構

成できた。その出力パルスは中容量のサイリスタ（順方向電流16 A程度）を数個同時に点弧できる容量と波形の急しゅん度をもっているので、電動機制御など比較的容量は小さいが速い応答の要求されるサイリスタ用点弧位相制御回路としてその特徴を発揮できる。

さらに制御信号に対して、速応性のある点弧位相制御回路では、その出力パルスを複数のサイリスタに選択的に分配しうる点弧回路方式が可能である。特に高精度が要求されるサイリスタ装置に適用すれば、点弧回路の所要台数を減らせ、装置の簡略化、原価の低減に寄与しうる。

# 第 7 章

## 結 論

## 第7章 結 論

## 論

### 7.1 結 論

本論文は「デジタル制御用機器，ならびにその駆動装置」についての研究結果をまとめたもので，その内容を要約すれば以下のようになる。

第1章は序論で，本研究の背景となった一般情勢について述べ，その中での本研究の位置づけ，研究の動機，経過，および結果の概要について説明した。

第2章は三相ステップモータと駆動装置に関する研究で，まず高速ステップモータに適した構造は，各相の固定子回転子磁極群を軸方向に配置し，励磁巻線をこれらの磁極に共通に環状に巻回したもので，回転子の慣性モーメントをあまりふやすことなく極数を大きく設計すべきであることを示した。

また，動特性に関しては，ステップモータのインディシャル応答を遅れをもった二次系の応答で近似できることを示し，動作周波数に応じて2ステップ応答，連続応答により特性を評価できることを示した。これによってほとんど全周波数範囲でのステップモータの特性が明らかにされた。さらにステップモータ特有の乱調現象の原因を説明し，ステップモータが乱調現象を生ずることなく安定に動作するための必要条件を，安定動作角範囲という量を導入することによって示した。すなわち，行き過ぎ，逆戻りなどの動的偏差が安定動作角範囲に比べて小さいステップモータほど安定である。したがって，1ステップの角度に対して安定動作角範囲の大きいステップモータ，または十分減衰のきいた応答をするステップモータが乱調に対して安定である。前者に沿うものとして三相ステップモータの等価十二相駆動方式を開発し，後者に沿うものとして第3章の二相ステップモータを開発した。

等価十二相駆動方式は，慣性モーメントをふやさないで相数の大きいステップモータの特徴をもたせたもので， $0 \sim 2000 \text{ pps}$  のいかなるパルス分布の指令に対しても，安定に始動しうることを確認した。これは従来の駆動法では到底不可能な特性であることを強調している。

最後にステップモータの仕様を説明する基本的な項目は，静トルクの大きさ，1ステップの角度，回転子の慣性モーメントで，それ以外の項目は参考的な値に過ぎないことを指

摘し、負荷が与えられたときのステップモータの選定基準を示した。

第3章は二相ステップモータに関する研究で、構造的には二相でも駆動方式との協調をとることにより逆回転のできる高速ステップモータの製作が可能であることを示した。三相に比べて相数が減った分だけ回転子の慣性モーメントが小さくなり、トルク慣性比が大きくなる。しかも動作原理上十分減衰のきいた応答をうることができるので、第2章で述べた安定動作条件を満たし、乱調周波数範囲は全く存在しない。このようにこのステップモータはそれ自体小型で駆動回路も大幅に簡略化した上に安定な動作が得られるという、従来の常識を破った特色あるステップモータであることを強調している。

動特性に関しては、第2章で用いた手法をさらに進めて、任意の入力パルス列に対する応答の一般式を求め、インディシャル応答、追従特性を計算した。そして、本二相ステップモータが連続パルスに追従して動作しているときの動的偏差角は0.5ステップ以内で、入力パルスに対する回転角位置の同期のよいことを示した。

最後に一方向回転ステップモータの乱調防止、特性改善法としてばねを用いたストップを提案し、その動作原理、および効果について説明した。

第4章は三相誘導電動機のステップ駆動方式に関する研究で、誘導電動機の固定子各相巻線にサイリスタを介して三相電圧を約 $\frac{1}{2}$ サイクルの期間印加することにより、電動機にステップ状の回転をさせうることを理論的実験的にあきらかにした。本駆動法による電動機のトルクは最初の1サイクル目は正のパルス状トルクであり、2サイクル目からは1サイクルのうちにパルス状の負トルクと正トルクが対になって現われ、その尖頭値の大きさは、汎用誘導電動機の場合定格トルクの10倍以上になることを示した。そしてこれらの特異な現象の原因が回転子の残留電流にもとづくものであることをあきらかにし、磁界ベクトルの時間に対する軌跡によって説明した。

サイリスタ回路の構成およびその点弧パルスの与え方によって、 $3U, V3U, U3V, V3V, UV, VU$ と名付けた6種類の駆動方式が可能であることを示し、それぞれの駆動方式におけるトルクを比較検討した。 $V3U$ 駆動方式はトルク尖頭値が最も大きくなり、 $V3V$ 駆動方式は平均トルクが最も大きくとれる駆動方式である。 $U3V$ 駆動方式は最も制動力の大きくとれる駆動方式である。 $3U$ 駆動方式は $V3U$ 駆動方式の特別な場合で点弧回路が1台でよく簡単になる。 $UV, VU$ 駆動方式は負トルクの方が大きく本駆動方式を用いることによって電動機の相接続を切換えることなく逆転させることができる。



以上の検討結果により本駆動法で誘導電動機を数rpmから100rpm程度の低速制御用機器として十分用いることを確認した。

第5章はこれらのデジタル制御用機器の数値制御装置への応用に関するもので、まず輪かく制御用として、全トランジスタ化デジタルサーボ系の開発結果を述べた。本開発は低慣性コーダ、400サイクル低インピーダンスサーボモータなどの開発をふくむもので、昭和34年の東京国際見本市で展示実演し、十分安定に動作することを確認したものである。

また、二相可逆ステップモータを用いた時分割多重化数値制御装置の試作結果について説明した。二相ステップモータの駆動回路は三相の場合より大幅に簡略化され、しかもその大部分を時分割多重化構成にすることが可能であるので、全体として部品数を $\frac{1}{2}$ ないし $\frac{1}{3}$ に低減でき、この種の装置の低価格化、安定化に寄与することができた。

次に位置決め制御用としては、誘導電動機のステップ駆動方式を用いることにより、1台の電動機で早送り用と最終位置決め用を兼ねることができ、安価な電動機と簡単な駆動装置で十分所要の性能を出すことができることを確認した。そして本駆動法は単に位置決め用としての用途に限らず、トランスファマシンなどのドリル送り用電動機などとして、低速制御の分野における油圧装置に置きかわりうるものであることを指摘した。

最後に位置決め用としての出力用ステップモータの駆動装置についてふれ、入力パルスの周波数によって電源電圧を制御し、さらに位置偏差によって入力パルスの周波数を調整することにより、この種装置の性能向上、簡略化が可能であることを説明した。

第6章はこれらデジタル制御用機器の駆動素子および回路方式に関する研究である。サイリスタは直流スイッチ素子、交流スイッチ素子としてこれらの機器の共通的な駆動素子である。そこで誘導性の負荷をもったときのサイリスタのスイッチ特性について検討し点弧パルス発生回路の所要仕様をあきらかにした。

次に、PNPN素子による点弧位相制御回路を開発した。ゲルマニウムPNPN素子を用いた場合については温度補償の問題を、シリコンPNPN素子を用いた場合には出力パルスの立ちあがりを改善する問題を検討し、それぞれに対して実用的な対策をほどこし、十分デジタル制御用機器の駆動回路として用いることを確認した。

以上のように、本研究はデジタル制御用機器およびその駆動装置の開発に関連して生じた種々の問題を理論的実験的に検討し、その解決の方策を示したものである。応用を数値制御に限定したが、ここに得られた成果は広く他の工業分野にも適用可能である。現に

ステップモータの開発を通して得られた電磁機器の設計手法，動特性の解明手法は，振動式電磁ポンプの開発<sup>56)</sup>，永久磁石を用いた振動式電動機の設計法の確立や動特性の解析などとして生かされ，関連技術の発展に寄与している。また，誘導電動機のステップ駆動方式は単に低速に限らずひろく制動特性のよい速度制御法としてこれら機器の自動化に役立つつつある。

半導体と電気機器の有機的な結合により，従来の電動機の常識では考えられない技術分野が生じようとしている。本論文で述べた誘導電動機のステップ駆動方式などはその一例である。ステップモータも電動機単体としては，回転型の電磁石にすぎず，その特性の大部分は駆動回路および駆動方式によってきまる。すなわち，電気機械がもっている性能ないし機能を電子回路でおぎない制御しているもので，いわゆるトランジスタモータなどとともに電子モータとも呼ばれるべきものであろう。現に筆者は，ステップモータに角度検出器をつけ，その検出信号によって，いわゆるトランジスタモータとして自動的に回転させたり，検出信号系を切って外部信号によりステップモータとして駆動することにより広範囲の速度で動作させうる無接点電動機について提案を行なった。<sup>57)</sup>

また，これをサーボ系としての立場から，過渡的にはアナログサーボ系とし，定常状態の近傍ではデジタルサーボ系とするアナログデジタル結合サーボ方式により，系の特性を改善する方法が提案されている。<sup>58)</sup>

今後はこのように，単にデジタル制御用機器をデジタルサーボ系に用いるという常套の域をこえて，広く機器の特徴を生かしたシステムの研究へ進んでいくものと考えられる。

#### 謝 辞

本論文をまとめるに際しては，京都大学工学部桑原道義教授にまとめ方および内容全般にわたって懇切なご指導ご助言を賜った。また，林重憲名誉教授，近藤文治教授には，筆者の卒業研究を通じて研究生活への端緒へ導いてくださり，その後も適切なご助言を賜った。深くお礼申しあげる。

本研究は日立製作所中央研究所において，所内外の多数の方々のご指導ご協力を得て行なったものである。とくに筆者の入社以来終始ご指導ごべんたついただいた只野文哉博士，須藤卓郎博士，直接の上司としてご指導いただくとともに研究遂行上多大の便宜を与えて下さった三浦武雄博士，鴨井章主任研究員，有益なご助言をいただいた大矢雄一郎主任研

究員，沼倉俊郎博士，藤江邦男博士，試作開発の面でご指導ご援助いただいた日立習志野工場園山裕博士，鳴原文七博士，清水永以課長，林順雄主任技師，また協同研究者としてご助力ご討議いただいた松戸与亮氏，田室泰治氏，日立研究所渡辺博研究員，社外ではステップモータの試作などに関し，日本サーボ株式会社大野八郎氏ほか多数の方々のご助力をいただいた。これらの方々に心からお礼申しあげる。

## 7.2. 参 考 文 献

- 1) M.I.T.-Report Numerically Controlled Milling Machine  
(1952年, 1953年)
- 2) 須藤, 後藤, 大矢; 全トランジスタ化数值制御D-A変換部について  
電気四学会連合大会191(昭和34年)
- 3) 機械試験所; 工作機械のオートメーションの研究, 参考資料, No 19(昭和34年)
- 4) 大矢, 後藤; 時分割多重化数值制御装置 電学誌 vol.83 No 896 pp.760-769  
(昭和38年)
- 5) 須藤, 大矢, 関, 後藤, 不破; 全トランジスタ化数值制御指令部について,  
電気四学会連合大会185(昭和34年)
- 6) 須藤, 宮下, 大矢, 関, 後藤, 松崎; 数值制御装置HIDAM-401の試作  
自動制御連合講演会306(昭和35年)
- 7) Sudo, Ōya, Seki, Goto; Transistorized Numerical Controller  
for machine Tools, Proc of the 1st International Congress of  
the IFAO pp37-41(1960年)
- 8) A.G Thomas, F.J. Fleischauer; The Power Stepping Motor-A  
New Digital Actuator, Control Engineering vol.4 No 1 pp.74-81  
(1957年)
- 9) R.B Kieburztz; The step motor-The next advanced in control  
systems I.E.E. Trans AC-8, pp98-104(1964年)
- 10) 大島, 江川; 試作ステッピングモータについて  
自動制御連合講演会213(昭和33年)
- 11) 池辺, 佐藤; ステップモータのデジタル制御回路, 自動制御 vol.6 No 6  
pp.292-297(昭和34年)
- 12) Transistorized Tools in the Soviet Exhibit, Automatic  
Control pp.23-25(1959年8月)
- 13) 岩井, 岩野; ステッピングモータ FUJI vol.10 No 3 pp.72-76  
(昭和34年)
- 14) 伊藤, 土屋; ステップモータの駆動法, 電気学会東京支部大会43(昭和35年)

- 15) 須藤, 後藤; 3500 pps に追従しうるステップモータ  
電気四学会連合大会 274 (昭和35年)
- 16) 後藤, 須藤; ステップモータの動特性について  
自動制御連合講演会 235 (昭和35年)
- 17) 後藤, 須藤; ステップモータの安定動作条件  
電気四学会連合大会 285 (昭和37年)
- 18) 後藤, 須藤; ステップモータの相数と応答特性について  
電気四学会連合大会 293 (昭和38年)
- 19) 後藤; ステップモータ——その安定動作条件について——  
制御工学 vol.6 No.9 pp.559-565 (昭和37年)
- 20) 池辺; パルスモータのステップ応答について  
計測と制御 vol.1, No.5 pp.384-394 (昭和37年)
- 21) 西村, 瓜生; ステップモータのインディシャル応答  
自動制御連合講演会 270 (昭和37年)
- 22) 後藤; 3相ステップモータの動特性  
電学誌 vol.84 No.913 pp.183-191 (昭和39年)
- 23) 後藤; ステップモータの選定法についての一考察  
電気四学会連合大会 2670 (昭和42年)
- 24) 後藤; 3相ステップモータの駆動方式  
自動制御連合講演会 269 (昭和38年)
- 25) 後藤, 須藤; 2相可逆ステップモータの動特性  
自動制御連合講演会 246 (昭和36年)
- 26) 後藤; 2相可逆ステップモータ 計測と制御 vol.2 No.1 pp.27-32  
(昭和38年)
- 27) 後藤; 2相ステップモータの動特性  
電学誌 vol.85 No.923 pp.93-100 (昭和40年)
- 28) Numerical Control shows record growth American Machinist /  
Metal work Manufacturing, July 22 pp.71-76 (1963年)
- 29) 後藤; ステップモータの最適駆動方式 特許公告 昭41-9489
- 30) 後藤; 3相誘導電動機のステップ駆動

- 電気四学会連合大会 5 1 7 (昭和40年)
- 31) 後藤, 松戸; 3相誘導電動機の Impulsive Drive  
自動制御連合講演会 2 1 9 (昭和40年)
- 32) 松戸, 後藤; 3相誘導電動機の Impulsive Drive (I)  
電気学会東京支部大会 1 1 8 (昭和40年)
- 33) 後藤, 松戸, 田室; 3相誘導電動機の Impulsive torque 解析  
電気学会東京支部大会 5 7 (昭和42年)
- 34) 後藤, 松戸; 誘導電動機の Impulsive Drive 法の分類  
計測自動制御学会学術講演会 4 0 9 (昭和42年)
- 35) 後藤, 松戸; 誘導電動機のステップ駆動法の検討  
自動制御連合講演会 2 1 5 (昭和42年)
- 36) S.Hoppe; Der Schrittbetrieb des Drehstromkurzschlußläufermotors  
ELEKTRIE Heft.4 pp.172-174 (1965年)
- 37) P.L.Arlett; Slow speed operation of synchronous motors  
The Engineer Jan.28 pp.159-162 (1966年)
- 38) Dual-function electric motor for NC positioning  
American Machinist June 20 p.3 (1966年)
- 39) 松戸, 後藤; 誘導電動機の Impulsive Drive (II)  
電気四学会連合大会 4 1 9 (昭和41年)
- 40) 松戸, 後藤; 誘導電動機の Impulsive Brake  
電気四学会連合大会 5 7 1 (昭和42年)
- 41) 松戸, 後藤; 誘導電動機の Impulsive Drive (III)  
電気学会東京支部大会 5 6 (昭和42年)
- 42) 後藤; SCR用自動パルス位相器の温度補償  
電気四学会連合大会 2 7 7 (昭和38年)
- 43) 後藤; PNP素子を用いた遅延パルス発生回路とその応用  
電学誌 vol.64 No.906, pp.176-184 (1964年)
- 44) 後藤; SCRの点弧回路方式 電気学会東京支部大会 4 9 (昭和39年)
- 45) 後藤; SCR点弧回路方式 制御工学 vol.9 No.6, pp.16-24 (昭和40年)
- 46) O.J.M. Smith; Feedback Control Systems p.331 Mac GRAW-HILL

- 47) S.Hayashi ; Periodically Interrupted Electric Circuits p81  
電気書院
- 48) W.V.Lyon ; Transient conditions in electric machinery  
A.I.E.E. Trans vol.42 pp.157-179 (1923年)
- 49) H.C.Stanley ; An analysis of the induction machine  
A.I.E.E. Trans vol.57 pp.751-757 (1938年)
- 50) 後藤 ; Impulsive Drive における固定子磁界ベクトル  
電気四学会連合大会2434 (昭和43年)
- 51) 須藤, 後藤 ; 帰還型デジタルサーボ系について  
電気四学会連合大会186 (昭和34年)
- 52) 宮入, 飯塚 ; ステップモータの基礎特性  
電気四学会連合大会561 (昭和42年)
- 53) 稲葉, 伊藤, 白藤 ; 電気油圧式パルスモータ  
自動制御 vol.8 No3 pp.194-197 (昭和36年)
- 54) 桑原, 秋田, 渡部, 保本 ; ステップモータを用いたサーボ機構のパルス周波数  
変調駆動方式, 制御工学 vol.11 No2 pp42-47 (昭和42年)
- 55) 岩田, 天野 ; 制御極付シリコン整流器のゲート回路  
電気学会東京支部大会201 (昭和35年)
- 56) F.W.Gutzwiller et al ; GE Silicon-Controlled Rectifier Manual  
p.8 (1960年)
- 57) 後藤, 能見 ; 振動式電磁ポンプの動特性  
電気学会東京支部大会 155 (昭和42年)
- 58) 後藤 ; 無接点電動機 特許公告昭41-22011
- 59) 桑原 ; アナログ・デジタル結合サーボ方式の提案  
日本自動制御協会学術講演会論文集 pp.69-70 (昭和38年)